



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학박사 학위논문

매입형 영구자석 전동기의
자속 변동을 고려한
실시간 토크 운전

Real Time Torque Control of IPMM under Flux Variations

2019 년 2 월

서울대학교 대학원
전기·컴퓨터공학부
김 현 식

초 록

높은 효율과 넓은 운전 영역을 갖는 매입형 영구자석 전동기의 효과적인 활용을 위해 정확한 토크 제어와 손실 최소화 운전은 중요하게 다뤄져 왔다. 따라서, 기저 속도 이하에서는 출력 토크를 유지하면서 전류 크기를 최소화하도록 하는 단위 전류 당 최대 토크(MTPA) 운전 방식이 사용된다. 반면, 기저 속도 이상에서는 직류단 전압의 제한으로 인해 전류 크기와 전류 각을 변동하는 약자속(flux-weaking) 운전 방식이 사용된다. 효율적인 운전을 위해 전류 지령은 전류 및 전압 제한 조건을 고려하여 주의 깊게 설정되어야 한다. 하지만, 전동기의 자기포화, 교차결합 현상 및 운전 조건 변동의 영향으로 인해 최적의 전류 지령을 계산하는 것은 쉽지 않다.

본 논문에서는 자기포화에 의한 쇄교자속 변동을 고려하여 토크 정밀도와 고효율 운전을 동시에 만족하는 실시간 최소 동손 토크 운전을 제안하였다. 우선적으로, 최소 동손 토크 운전은 토크 지령 추종과 손실 최소화 운전을 만족하는 제한 최적화 문제로 접근할 수 있다. 이는 라그랑주 승수법을 통해 비선형 연립 방정식 형태로 유도될 수 있으며 수치 해석 알고리즘을 통해 풀어낼 수 있다. 여러 수치 해석 알고리즘을 비교하여 전류 지령 계산기의 안정적인 계산을 보장할 수 있는 레벤버그-마쿼트법(Levenberg-Marquardt algorithm)을 수치 해석 알고리즘으로 선택하였다. 이를 통해 제안된 전류 지령 계산기의 안정성을 보장하면서 동시에 계산 부담을 최소화할 수 있다. 또한 전류 및 전압 제한을 실시간으로 반영하기 위해 토크 지령 제한기를 구현하였다.

제안된 전류 지령 계산기의 동작을 위해 영구자석 전동기의 쇄교자속 및 동적 인덕턴스의 추정이 필요하다. 그러나 추정 쇄교자속은 다양한 이유로 인해 DC 오프셋 및 저차 고조파를 포함하게 된다. 따라서, 이러한 DC 오프셋 및 고조파 자속 오차를 억제하기 위하여 주파수 적응 관측기를 기반으로 한 외란 최소화 자속 관측기를 제안하였다. 제안된 주파수 적응 자속 관측기는 회전 속도 변동 시에도 단순한 구조에도

불구하고 기본파 쇄교자속만을 추출해 낼 수 있다. 주파수 적응 자속 관측기와 고조파 추출기로 구현한 제안된 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기를 통해 기본파 쇄교자속을 빠르게 추정하는 것이 가능하다.

또한 고주파 신호 주입에 기반하여 동적 인덕턴스를 추정하기 위한 동적 인덕턴스 추정기를 제안하였다. 회전 벡터 전압 주입 방법의 경우, 유기된 고주파 전류를 통해 자기 및 상호 인덕턴스를 추출할 수 있다. 따라서, 상호 교차항의 영향을 포함한 고주파 임피던스 모델링에 기반하여 전압 주입 및 전류 신호 처리 방안을 제안하였다. 결과적으로 정현파 혹은 구형파 주입에 기반한 제안된 추정기를 통해 고속 운전 시 동적 인덕턴스 추정 정밀도를 향상시킬 수 있다.

제안된 알고리즘들의 타당성은 다양한 조건에서의 시뮬레이션 및 실험을 통해 검증되었다. 우선적으로 제안된 전류 지령 계산기를 통해 자기포화가 거의 없는 영역 뿐만 아니라 포화가 심한 영역에서도 실시간 최소 동손 토크 운전이 가능함을 확인하였다. 시험용 전동기의 경우, 기존 가우스-뉴턴법과 달리 제안된 레벤버그-마쿼트법을 통해 0.8 pu 이상의 토크 지령에 대해서도 최소 동손 토크 운전이 가능하였다. 또한 제안된 기본파 자속 관측기 및 동적 인덕턴스 추정기가 넓은 운전 영역에서 충분한 동특성을 가지는 것을 확인할 수 있었다. 시험용 전동기의 경우, 10 pu/s 토크 지령 변동 및 3.75 pu/s 부하 속도 변동에서도 기본파 자속 및 동적 인덕턴스를 잘 추정할 수 있었다.

주요어: 매입형 영구자석 전동기, 최소 동손 운전, 토크 제어, 수치 해석 알고리즘, 쇄교자속 변동, 전류 지령 계산기, 자속 관측기, 동적 인덕턴스 추정기

학 번: 2013-20781

목 차

제 1장 서론.....	1
1.1 연구의 배경.....	1
1.2 연구의 목적.....	7
1.3 논문의 구성.....	8
제 2장 영구자석 전동기의 특성 및 운전 방안.....	9
2.1 영구자석 전동기의 특성.....	10
2.1.1 자기포화 및 교차결합 현상.....	10
2.1.2 공간 고조파.....	16
2.1.3 제정수 변동에 따른 토크 영향.....	19
2.1.4 영구자석 전동기의 모델링.....	23
2.2 기존의 손실 최소화 운전 방안.....	25
2.2.1 섭동 기반 탐색 방법.....	26
2.2.2 수학적 모델 기반 계산 방법.....	28
2.2.3 기존 운전 방안의 특성 비교.....	32
2.3 제안된 손실 최소화 운전 방안.....	34
제 3장 최소 동손 전류 지령 계산 알고리즘.....	36
3.1 최소 동손 운전 방정식.....	37
3.1.1 MTPA 영역.....	38
3.1.2 약자속 영역.....	40
3.2 제안된 전류 지령 계산기 [49].....	42
3.2.1 수치 해석 알고리즘의 검토.....	42
3.2.2 레벤버그-마퀴트법의 감쇠비 영향 고찰.....	54
3.2.3 계산 알고리즘의 구현.....	60
3.3 제안된 토크 지령 제한기.....	62
3.3.1 최대 토크 운전 방정식.....	63
3.3.2 계산 알고리즘의 구현.....	65
3.4 운전 영역 판별 및 절환 방안.....	68
3.5 시뮬레이션 및 실험 결과.....	75

3.5.1 시뮬레이션 결과.....	7 6
3.5.2 실험 결과.....	8 2
제 4장 외란 최소화 기본과 자속 관측기	8 8
4.1 기존 자속 관측기의 특성	8 9
4.2 제안된 주파수 적응 자속 관측기 [68]	9 3
4.3 제안된 기본과 자속 관측기	9 9
4.3.1 전압 모델 기반 자속 관측기	9 9
4.3.2 전류 모델 기반 자속 관측기	1 0 4
4.4 자속 관측기 구현 시 고려 사항	1 0 7
4.4.1 전동기 제정수 오차 및 오프셋 영향 분석	1 0 7
4.4.2 자속 관측기 간 절환 방안	1 0 8
4.4.3 디지털 시지연을 고려한 보상 방안	1 1 0
4.5 시뮬레이션 및 실험 결과	1 1 2
4.5.1 시뮬레이션 결과	1 1 3
4.5.2 실험 결과	1 2 1
제 5장 신호 주입 기반 동적 인덕턴스 추정기	1 2 9
5.1 신호 주입 알고리즘 특성	1 3 0
5.2 고주파 임피던스 모델링	1 3 5
5.3 제안된 동적 인덕턴스 추정기	1 3 7
5.3.1 정현파 전압 고주파 주입	1 3 7
5.3.2 구형파 전압 고주파 주입	1 4 1
5.4 고주파 신호 주입 시 고려 사항	1 4 6
5.4.1 공간 고조파 영향	1 4 6
5.4.2 부차적인 손실 및 오차 영향	1 4 7
5.5 시뮬레이션 및 실험 결과	1 4 9
5.5.1 시뮬레이션 결과	1 5 0
5.5.2 실험 결과	1 5 6
제 6장 시뮬레이션 및 실험	1 6 2
6.1 시뮬레이션 결과	1 6 3

6.2 실험 결과.....	1 6 7
제 7장 결론.....	1 7 2
7.1 연구 결과.....	1 7 2
7.2 향후 과제.....	1 7 4
부 록.....	1 7 7
A. 제안된 기본과 자속 관측기의 타 전동기 적용 결과.....	1 7 7
B. 시험용 영구자석 전동기의 실험 제정수	1 9 1
참고 문헌.....	1 9 4
Abstract	1 9 9

표 목차

표 2-1. 시험용 영구자석 전동기의 단위법 기준.....	1 3
표 2-2. 기존 운전 방안의 특성 비교.....	3 2
표 A-1. 5 kW 급 8극 12슬롯 IPMSM의 제정수.....	1 7 7

그림 목차

그림 1-1. 참조표를 이용한 기존 토크 제어 구성.....	3
그림 1-2. 실시간 추정 및 계산에 기반한 토크 제어 구성.....	6
그림 2-1. 시험용 영구자석 전동기의 기본과 쇄교자속 특성.....	1 2
그림 2-2. 시험용 영구자석 전동기의 기본과 동적 인덕턴스 특성.....	1 4
그림 2-3. 시험용 영구자석 전동기의 기본과 토크 특성.....	1 5
그림 2-4. 시험용 영구자석 전동기의 고조파 쇄교자속 특성.....	1 7
그림 2-5. 시험용 영구자석 전동기의 고조파 토크 특성.....	1 8
그림 2-6. 고정자 저항 변동에 따른 토크 영향 - 약자속 영역.....	1 9
그림 2-7. 쇄교자속 변동에 따른 토크 영향 - MTPA 영역	2 1
그림 2-8. 쇄교자속 변동에 따른 토크 영향 - 약자속 영역.....	2 2
그림 2-9. 영구자석 전동기의 시뮬레이션 모델 [7].....	2 3

그림 2-10. 등토크 곡선에서 전류 각 변동에 따른 토크 변동 [32].....	2 6
그림 2-11. 토크 지령이 최대 토크 범위를 넘어선 경우.....	3 1
그림 2-12. 제안된 제어기의 전체 블록도.....	3 4
그림 3-1. 토크 및 MTPA 방정식의 등고선 지도.....	3 9
그림 3-2. 토크 및 전압 제한 방정식의 등고선 지도.....	4 1
그림 3-3. 오차 제곱 합의 등고선 지도 - MTPA 영역.....	4 2
그림 3-4. 오차 제곱 합의 등고선 지도 - 약자속 영역.....	4 3
그림 3-5. 계산 알고리즘에 따른 전류 지령 궤적 - MTPA 영역.....	4 7
그림 3-6. 계산 알고리즘에 따른 전류 지령 궤적 - 약자속 영역.....	4 9
그림 3-7. 감쇠비에 따른 조건수 변동 - MTPA 영역.....	5 1
그림 3-8. 감쇠비에 따른 조건수 변동 - 약자속 영역.....	5 3
그림 3-9. 시뮬레이션: 일정 감쇠비에 따른 레벤버그-마쿼트법 성능..	5 6
그림 3-10. 시뮬레이션: 감쇠비 갱신에 따른 레벤버그-마쿼트법 성능	5 8
그림 3-11. 시뮬레이션: 감쇠비 갱신 알고리즘 적용 시 성능 변동.....	5 9
그림 3-12. 운전점에 따른 MTPA 및 전압 제한 판별식 부호.....	6 8
그림 3-13. MTPA 및 약자속 영역 운전 시 판별식 조건.....	6 9
그림 3-14. 전류 지령 계산기의 흐름도.....	7 1
그림 3-15. 최대 토크 계산기의 흐름도.....	7 2
그림 3-16. 제안된 계산 알고리즘의 전체 흐름도.....	7 3
그림 3-17. 전류 지령 계산 알고리즘 검증을 위한 제어 블록도.....	7 5
그림 3-18. 시뮬레이션 1: 토크 지령 변동 시 MTPA 운전.....	7 6
그림 3-19. 시뮬레이션 2: 전류 제한 변동 시 최대 토크 운전.....	7 8
그림 3-20. 시뮬레이션 3: 토크 지령 변동 시 MTPA 및 약자속 운전.	7 9
그림 3-21. 시뮬레이션 4: 부하 속도 변동 시 일정 토크 운전.....	8 0
그림 3-22. 시뮬레이션 5: 부하 속도 변동 시 최대 토크 운전.....	8 1
그림 3-23. 실험 1: 토크 지령 변동 시 MTPA 운전.....	8 3
그림 3-24. 실험 2: 전류 제한 변동 시 최대 토크 운전.....	8 4
그림 3-25. 실험 3: 토크 지령 변동 시 MTPA 및 약자속 운전.....	8 5
그림 3-26. 실험 4: 부하 속도 변동 시 일정 토크 운전.....	8 6

그림 3-27. 실험 5: 부하 속도 변동 시 최대 토크 운전.....	8 7
그림 4-1. 순수 적분기 구현 시 문제 [54].....	8 9
그림 4-2. 기존 혼합 모델 기반 자속 관측기.....	9 2
그림 4-3. 주파수 적응 관측기의 블록도 [69].....	9 3
그림 4-4. 주파수 적응 관측기를 활용한 전압 자속 관측기의 블록도.....	9 4
그림 4-5. 제안된 주파수 적응 자속 관측기의 블록도.....	9 5
그림 4-6. 주파수 변동에 따른 자속 관측기의 보드 선도 ($\zeta=0.707$)...	9 6
그림 4-7. 감쇠비 변동에 따른 자속 관측기의 보드 선도 ($ \omega =2\pi\cdot 10$)	9 7
그림 4-8. 고조파 추출기의 블록도.....	9 9
그림 4-9. 고조파 추출기를 병렬 연결한 자속 관측기의 블록도.....	1 0 0
그림 4-10. 고조파 추출기를 직렬 연결한 자속 관측기의 블록도.....	1 0 1
그림 4-11. 전압 모델 기반 자속 관측기의 주파수 응답 해석.....	1 0 2
그림 4-12. 전류 관측기를 포함한 전류 모델 자속 관측기의 블록도...	1 0 4
그림 4-13. 전압 모델과 전류 모델 자속 관측기 사이의 절환.....	1 0 9
그림 4-14. 전류 측정, 연산 및 PWM 출력의 순서 [72].....	1 1 0
그림 4-15. 시간 진행에 따른 동기 좌표계 기준 좌표축 회전 [72]..	1 1 0
그림 4-16. 디지털 시지연을 고려한 전압 지령-출력 전류 동기화 ...	1 1 1
그림 4-17. 디지털 시지연을 고려한 역기전력 신호 계산 블록도.....	1 1 1
그림 4-18. 자속 관측기 검증을 위한 제어 블록도.....	1 1 2
그림 4-19. 시뮬레이션 1: 저속 운전 시 전압 모델 자속 관측기.....	1 1 4
그림 4-20. 시뮬레이션 2: 고속 운전 시 전압 모델 자속 관측기.....	1 1 6
그림 4-21. 시뮬레이션 3: 속도 변동 시 제안된 자속 관측기 성능..	1 1 7
그림 4-22. 시뮬레이션 4: 저속 운전 시 전류 모델 자속 관측기.....	1 1 9
그림 4-23. 실험 1: 저속 운전 시 전압 모델 자속 관측기.....	1 2 1
그림 4-24. 실험 2: 고속 운전 시 전압 모델 자속 관측기.....	1 2 3
그림 4-25. 실험 3: 속도 변동 시 제안된 자속 관측기 성능.....	1 2 5
그림 4-26. 실험 4: 저속 운전 시 전류 모델 자속 관측기.....	1 2 7
그림 5-1. 동기 좌표계 구형파 맥동 전압 파형 [80].....	1 3 2
그림 5-2. 정지 좌표계 구형파 회전 벡터 전압 파형 [84].....	1 3 3

그림 5-3. 정현과 주입 시 주입 전압 파형.....	1 3 7
그림 5-4. 정현과 주입 시 신호 처리 방법.....	1 3 9
그림 5-5. 구형과 주입 시 주입 전압 파형.....	1 4 1
그림 5-6. 구형과 주입 시 고주파 전압 및 전류 파형 예시.....	1 4 2
그림 5-7. 구형과 주입 시 신호 처리 방법.....	1 4 4
그림 5-8. 구형과 주입 시 고주파 전압-전류 동기화.....	1 4 5
그림 5-9. 주입 주파수와 전동기 공간 고조파 간의 관계.....	1 4 6
그림 5-10. 자기 이력 곡선의 개념도.....	1 4 8
그림 5-11. 동적 인덕턴스 추정기 검증을 위한 제어 블록도.....	1 4 9
그림 5-12. 시뮬레이션 조건 A: 부하 속도 변동.....	1 5 0
그림 5-13. 시뮬레이션 1: 부하 속도 변동 시 정현과 주입 방안.....	1 5 0
그림 5-14. 시뮬레이션 2: 부하 속도 변동 시 구형과 주입 방안.....	1 5 2
그림 5-15. 시뮬레이션 조건 B: 토크 지령 변동.....	1 5 3
그림 5-16. 시뮬레이션 3: 토크 지령 변동 시 정현과 주입 방안.....	1 5 4
그림 5-17. 시뮬레이션 4: 토크 지령 변동 시 구형과 주입 방안.....	1 5 5
그림 5-18. 실험 조건 A: 부하 속도 변동.....	1 5 6
그림 5-19. 실험 1: 부하 속도 변동 시 정현과 주입 방안.....	1 5 6
그림 5-20. 실험 2: 부하 속도 변동 시 구형과 주입 방안.....	1 5 8
그림 5-21. 실험 조건 B: 토크 지령 변동.....	1 5 9
그림 5-22. 실험 3: 토크 지령 변동 시 정현과 주입 방안.....	1 6 0
그림 5-23. 실험 4: 토크 지령 변동 시 구형과 주입 방안.....	1 6 1
그림 6-1. 제안된 알고리즘 검증을 위한 제어 블록도.....	1 6 2
그림 6-2. 시뮬레이션 1: 토크 지령 변동 시 MTPA 운전.....	1 6 3
그림 6-3. 시뮬레이션 2: 토크 지령 변동 시 약자속 운전.....	1 6 5
그림 6-4. 시뮬레이션 3: 부하 속도 변동 시 일정 토크 운전.....	1 6 6
그림 6-5. 실험 1: 토크 지령 변동 시 MTPA 운전.....	1 6 8
그림 6-6. 실험 2: 토크 지령 변동 시 약자속 운전.....	1 7 0
그림 6-7. 실험 3: 부하 속도 변동 시 일정 토크 운전.....	1 7 1

그림 A-1. 5 kW 급 8극 12슬롯 IPMSM 실험 세트의 구성	1 7 8
그림 A-2. 시뮬레이션 1: 전압 모델 자속 관측기 간 성능 비교.....	1 8 0
그림 A-3. 시뮬레이션 2: 전류 모델 자속 관측기 간 성능 비교.....	1 8 2
그림 A-4. 시뮬레이션 3: 속도 변동 시 제안된 자속 관측기 성능...	1 8 3
그림 A-5. 시뮬레이션 4: 속도 변동 시 자속 관측기 간 절환.....	1 8 4
그림 A-6. 실험 1: 전압 모델 자속 관측기 간 성능 비교.....	1 8 6
그림 A-7. 실험 2: 전류 모델 자속 관측기 간 성능 비교.....	1 8 8
그림 A-8. 실험 3: 속도 변동 시 제안된 자속 관측기 성능.....	1 8 9
그림 A-9. 실험 4: 속도 변동 시 자속 관측기 간 절환.....	1 9 0
그림 B-1. 시험용 영구자석 전동기의 쇄교자속 실험 값.....	1 9 2
그림 B-2. 시험용 전동기의 동적 인덕턴스 실험 값.....	1 9 3

제 1장 서론

1.1 연구의 배경

영구자석 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Machine, PMSM)는 효율이 높고 동특성이 좋으며, 높은 토크 및 출력 밀도를 가지는 것과 같은 여러 장점들을 가지고 있다. 이로 인해 여러 분야에 널리 적용되고 있으며 특히 에너지 절약에 대한 관심의 증가에 힘입어 그 적용 비율은 지속적으로 증가될 것으로 예상된다 [1]. 일반적으로 d-축과 q-축의 자기 저항이 같은 표면 부착형 영구자석 동기 전동기(Surface-mounted PMSM, SPMSM)와 달리, 매입형 영구자석 동기 전동기(Interior PMSM, IPMSM)의 경우 공극이 불균일하여 d-축과 q-축의 자기 저항이 서로 다른 돌극성(saliency)이 존재하게 된다.

따라서, 매입형 영구자석 전동기의 경우 영구자석에 의한 토크 이외에도 자기 저항 차이에 의한 릴럭턴스 토크(reluctance torque)를 동시에 사용할 수 있다. 이를 통해 매입형 영구자석 전동기의 경우 저속에서 높은 토크 성능, 넓은 약자속 운전 영역에서 높은 출력 성능을 가지게 된다. 이로 인해 높은 출력 토크 및 넓은 운전 영역을 필요로 하는 고효율 전동기로써 가전용, 산업용을 불문하고 광범위하게 채택되고 있다. 특히 배터리와 같은 제한된 에너지를 사용하며, 고토크 및 고출력 밀도와 고효율을 요구하는 전기 자동차 및 하이브리드 자동차 견인 전동기로 매입형 영구자석 전동기가 많이 사용되고 있다 [2], [3].

이러한 매입형 영구자석 전동기는 영구자석 토크 성분만 아니라 자기적 돌극성으로 인해 릴럭턴스 토크 성분도 존재하므로 운전 중 효율을 최대로 하기 위한 최적 전류 지령, 즉 최적 효율 운전점을 구하는 것은 간단하지 않다. 특히 최근 영구자석 전동기의 경우, 무게 및 부피 감소를 위해 대부분의 운전 영역에서 코어의 자속 밀도를 포화 영역까지 사용하고 이로 인해 자속의 비선형성이 크게 나타난다. 또한

토크 및 전력 밀도를 높여 소형화 및 경량화를 추구하므로 이에 따른 직류단 전압 변동 및 온도 조건 변동이 발생한다. 결과적으로 전동기 운전 조건(operating condtion) 및 제정수 변화(parameter variation)가 자주 일어나게 된다. 이와 같은 전동기 구동 시스템을 효율적으로 제어하기 위해서는 가변하는 운전 속도와 직류단 전압 변동을 고려하여 상위 제어기에서 내려오는 토크 지령을 추종하기 위한 최적의 d-축, q-축 전류 지령을 운전 가능 범위 하에서 생성하여야 한다 [4], [5].

영구자석 전동기 운전 시, 전동기 손실을 최소화하기 위한 전류 지령 생성 방안에 관해서는 기존에도 활발히 연구가 이루어져 왔다. 영구자석 전동기에서 마찰 손실(friction loss)이나 바람 손실(windage loss)과 같은 기계적(mechanical) 손실을 제외한 전자기적(eletromagnetic) 손실은 크게 동손(copper loss)과 철손(core loss)으로 나눌 수 있다. 여기서 동손은 전동기의 고정자(stator) 권선에 전류가 흐를 때 권선 저항(stator winding resistance)에 의해 발생하는 손실을 의미하고, 철손은 와류 손실(eddy current loss)과 자화(magnetizing) 특성에 의한 이력 손실(hysterisis loss)로 나뉘어진다. 이러한 철손은 일반적으로 전동기의 공극 자속의 크기와 인가 주파수의 비선형 함수로 근사적으로 표현될 수 있으나, 철손을 고려하여 영구자석 전동기를 제어하는 것은 실용적이지 못하다 [6], [7]. 또한 매입형 영구자석 전동기의 회전자(rotor) 철손은 무시할 수 있으며 고정자의 철손 역시 기저 속도(base speed) 이하, 정격 토크 부근에서는 동손에 비해서 매우 작다 [8]. 따라서, 영구자석 동기기의 경우 유도기에 비하여 철손이 상대적으로 작고 철손에 대한 실시간 추정이 어려우므로 상대적으로 고정자 동손을 최소화하는 운전 방안이 효율 운전에 있어 중요하다.

고정자의 동손은 고정자 권선에 흐르는 전류 크기의 제곱에 비례하므로 고정자 전류의 크기를 최소화하여 원하는 토크를 출력하는 것이 동손을 최소로 하는 운전 방법이 된다. 이러한 운전 방법을 단위 전류당 최대 토크(Maximum Torque Per Ampere, MTPA) 운전, 즉 MTPA

운전라고 한다. 전압 제한이 없을 경우, 기저 속도 이하에서 이러한 MTPA 운전이 가능하나, 전동기 속도가 증가할 경우 고속에서 높아진 역기전력으로 인해 더 이상 MTPA 운전이 불가능하다. 마찬가지로 직류단 전압 강하에 의해서도 전압 부족 현상이 발생할 수 있다. 이와 같이 MTPA 운전 시 전압 제한이 발생할 경우, 역기전력의 억제를 위해 d-축 전류를 음의 값으로 제어하게 되는데 이를 약자속(flux-weaking) 운전이라 부른다. 마찬가지로 약자속 운전 시에도 토크 선형성(torque linearity)을 보장할 수 있도록 전류 및 전압 제한을 만족하는 효율적인 전류 지령 생성이 필요하다 [4], [9].

영구자석 전동기의 MTPA 및 약자속 운전을 위한 d-축, q-축의 최적 전류 지령을 구하기 위해서는 전동기의 정적 인덕턴스 및 역기전력 상수에 대한 정보가 필수적으로 요구된다. 이와 같은 전동기 제정수에 기반한 MTPA 및 약자속 운전을 위한 전류 지령은 4차 방정식의 해로 구할 수 있다 [10]. 다만, 이러한 4차 방정식을 DSP(Digital Signal Processor, 디지털 신호 처리기)에서 실시간으로 계산하는 것은 큰 계산 부담이 된다. 게다가 전동기의 인덕턴스 및 역기전력 상수는 전류와 영구자석 온도에 따라 계속해서 변화하기 때문에 전동기 제정수의 실시간 추정이 요구되며 이 또한 큰 계산 부담이 될 수 있다 [11], [12].

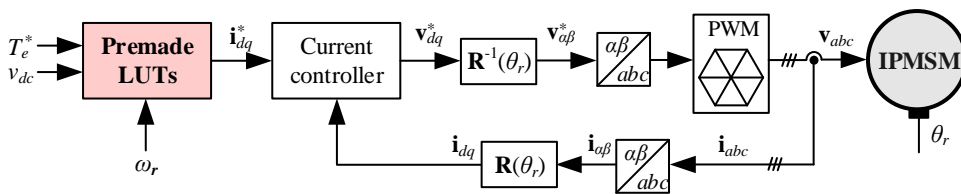


그림 1-1. 참조표를 이용한 기존 토크 제어 구성

따라서 기존의 경우, 그림 1-1과 같이 미리 실험을 통해 구한 참조표(Look-Up Table, LUT)를 사용하는 방법이 주로 채택되었다. 특히 영구자석 전동기의 운전 속도와 직류단 전압 변동을 동시에 고려하여 최대 쇄교자속을 구하고, 이러한 최대 쇄교자속과 토크 지령에 기반한

2-차원 운전 참조표가 주로 사용되고 있다 [4]. 하지만 참조표를 사용한 방식의 경우, 참조표 작성을 위한 개발 시간 및 비용이 많이 소모되며 보간법(interpolation)을 사용하여야 하므로 실제 제어 적용 시 오차를 가져 올 수 있다. 또한 주변 환경 변동에 따른 다양한 제정수 변동을 고려하기 위해서는 많은 양의 시험 데이터를 필요로 하게 된다. 특히 참조표 작성에 사용된 전동기와 실제 구동할 전동기 간의 제작상의 공차(tolerance)를 고려할 수 없다는 단점이 있다.

이러한 참조표 기반 방법을 개선 및 보완하기 위해 다양한 연구가 진행되고 있으며, 그 결과로 실시간 추정 알고리즘, 신호 주입 혹은 실시간 계산에 기반한 다양한 최적 효율 운전 방안들이 소개되고 있다. 하지만 전류 및 전압 제한 조건을 만족하는 범위 하에서 토크 선형성과 최소 동손 운전을 동시에 보장하는 알고리즘을 제안한 연구는 많지 않다. 또한 기존의 연구의 경우 계산 부담이 증가하거나 운전 조건 변동에 따라 정확도가 부족하며 동특성이 떨어지는 문제가 발생한다. 따라서, 본 논문에서는 기존의 실시간 손실 최소화 운전 방안들의 문제점을 우선적으로 파악하고 여러 문제점을 개선하기 위한 연구를 진행하고자 한다. 이러한 분석과 연구를 통하여, 계산 부담을 최소화하면서 충분한 동특성(dynamics)과 안정성(stability)을 갖는 실시간 손실 최소화 운전 방안을 제시하고자 한다.

앞서 논의했듯이 실시간 손실 최소화 운전 알고리즘의 경우, 정확한 MTPA 및 약자속 운전을 위해서 전동기의 여러 제정수 정보가 필요하다. 일반적인 경우, 전동기의 정적 인덕턴스 및 역기전력 상수 정보를 필요로 한다. 하지만, 전동기의 인덕턴스는 영구자석의 자기포화(magnetic saturation) 및 교차결합 현상(cross-coupling effect)으로 인해 d-축, q-축 전류 크기에 의해 계속해서 변동하게 된다. 더욱이 참조표를 적용하더라도 주변 온도 변화, 특히 전동기 영구자석의 온도 변화에 따른 인덕턴스 및 역기전력 상수 변동까지 반영하기는 힘들다 [12], [13]. 이를 위해 실시간으로 전동기의 영구자석 및 고정자 권선 온도 등을

추정하여 반영하는 것은 더욱 어렵다. 따라서, 실시간 전동기 제정수 추정 방안에 대한 연구가 필요하다.

이에 따라 정적 인덕턴스와 역기전력 상수 변동을 동시에 추정하기 위한 여러 연구들이 제시되었다. 우선 적응 기법(adaptive)에 기반하여 d-축 인덕턴스, q-축 인덕턴스, 역기전력 상수, 고정자 저항과 같은 여러 제정수를 동시에 추정하고자 하는 다변수 추정 기법(multi-parameter estimation technique)이 일부 논문에서 제시되었다 [14], [15]. 하지만 이러한 다변수 추정 기법은 독립성 부족(rank deficiency) 문제로 인해 운전 시 수렴성을 보장할 수 없으며, 결과적으로 제정수의 정확한 추정이 어렵다 [16], [17]. 혹은 짧은 시간 동안의 d-축 전류 주입을 통해 독립성 부족을 해결하고 제정수 추정을 하고자 하는 연구가 진행되었다 [18], [19]. 하지만 기존 연구의 경우, 매입형 영구자석 전동기에 적용 시 d-축 전류 주입으로 인해 토크 변동이 발생하고 효율이 저감된다. 또한 영구자석 전동기의 교차결합 현상으로 인한 d-축 전류 변동에 따른 q-축 인덕턴스 변동이 고려되지 않았다. 이를 통해 포화 영역에서 운전점 변동을 통한 기존 여러 제정수 추정 방법은 정확도가 떨어짐을 알 수 있다.

결과적으로 자기포화가 심한 매입형 영구자석 전동기의 경우 실시간 운전 중에 정적 인덕턴스와 역기전력 상수 정보를 동시에 추출해내기는 힘들다. 따라서, 역기전력 상수 정보를 추출하기보다는 운전점 근방의 전동기 제정수 추정에 기반하여 실시간 손실 최소화 운전을 수행하는 것이 바람직하다. 이를 위해 운전점 근방에서 고정자 쇄교자속 정보가 필요하며 운전점 부근의 고정자 쇄교자속 및 고정자 쇄교자속 변동은 자속 및 동적 인덕턴스로 간략히 정의된다. 이에 따라 운전점에서의 자속 및 동적 인덕턴스 추정을 위한 자속 관측기 및 동적 인덕턴스 추정 방안에 대한 연구가 필요하다. 최종적으로 실시간 손실 최소화 운전을 위해서는 그림 1-2와 같이 운전점 근방의 제정수 추정 알고리즘과 최소 손실 운전점 계산 알고리즘이 동시에 수행되어야 한다.

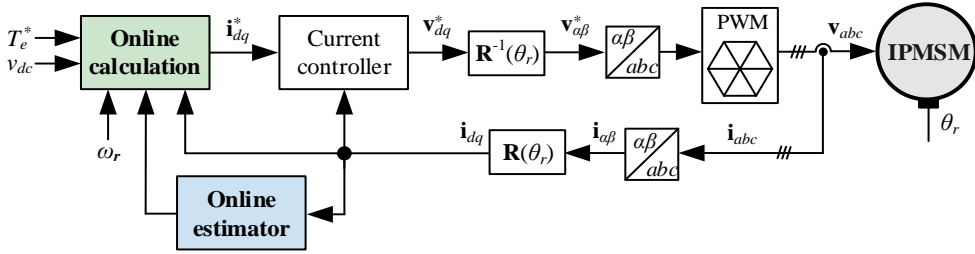


그림 1-2. 실시간 추정 및 계산에 기반한 토크 제어 구성

한편 실제 영구자석 전동기의 운전 시, 자기포화 및 교차결합 현상 외에도 고정자 슬롯 및 회전자 형상에 따라 자속 및 토크에 공간 고조파(spatial harmonics)가 나타나게 된다 [20]. 또한 PWM 인버터 동작 시 데드타임(dead-time) 및 스위칭 소자의 전압 강하로 인해 인버터 비선형성(inverter nonlinearity)이 존재하게 된다 [21]. 이러한 공간 고조파 및 인버터 비선형성의 경우 저차 고조파(low-order harmonics) 성분으로 실제 전류 및 전압 출력에 영향을 끼치게 된다. 이로 인해 전류 지령이 일정한 경우, 즉 정상 상태 운전(steady-state operation)에서도 추정 자속 및 추정 동적 인덕턴스가 저차 고조파를 포함하게 된다.

따라서 자속 관측기 및 동적 인덕턴스 추정기 구현 시, 이러한 저차 고조파 외란을 기본파 성분과 구분하기 위한 신호 처리 과정이 필요하다. 이는 부가적인 필터를 외부에 구현하여 가능하나 해당 필터 구현 시 추가적인 계산 부담 및 시지연이 발생하게 된다. 따라서, 이러한 저차 고조파 영향을 분리한 영구자석 전동기의 제정수 추정 방안이 필요하다. 이와 동시에 운전점 계산 알고리즘의 안정성 및 동특성이 저감되지 않도록 빠른 동특성을 갖도록 제정수 추정 알고리즘을 구성하여야 한다.

1.2 연구의 목적

본 연구의 목적은 다음과 같다.

- 영구자석 전동기의 자기포화 및 교차결합 현상을 고려한 최소 동손 전류 지령 계산 알고리즘을 제안한다. 우선적으로 비선형 자속 모델에 기반하여 전류 및 전압 제한 조건을 만족하는 최소 동손 운전 방정식을 유도한다. 유도된 연립 방정식 풀이를 위해 여러 수치 해석 알고리즘(numerical algorithm)을 안정성 및 계산 부담 측면에서 비교한다. 이를 통해 자기포화 및 제정수 오차에 강인한 수치 해석 알고리즘을 채택하여 MTPA 및 약자속 영역에서의 최소 동손 전류 지령 계산 알고리즘을 구현하도록 한다. 또한 안정적인 전류 지령 계산을 위해 동작 가능 범위 내로 토크 지령을 제한하기 위한 최대 토크 계산 알고리즘을 구현하도록 한다.
- 제안된 전류 지령 계산 알고리즘에 필요한 영구자석 전동기의 실시간 자속 추정 방안을 제안한다. 자속 관측기는 DC 오프셋(offset) 및 고조파 성분과 같은 외란(disturbance) 성분에 의해 성능 저감이 발생할 수 있다. 따라서, 충분한 외란 억제가 가능하면서 계산 부담을 최소화할 수 있는 신호 처리 기법이 필요하다. 이를 위해 외란 및 고조파 영향을 최소화하는 주파수 적응 자속 관측기(frequency-adaptive flux observer)를 제안한다. 제안된 주파수 적응 자속 관측기를 적용하여 기존 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기의 기본과 쇄교자속 추출 성능을 개선한다.
- 제안된 전류 지령 계산 알고리즘에 필요한 영구자석 전동기의 실시간 동적 인덕턴스 추정 방안을 제안한다. 우선 신호 주입 알고리즘 간 비교를 통해 운전 시에도 충분한 동특성을 가지면서 동시에 신호 처리 과정이 간단한 알고리즘을 제안한다. 또한 구형과 주입을 통해 동특성을 더욱 향상 시킬 수 있는 방안을 제안하고 구현한다. 이를 통해 동적 인덕턴스 추정기의 고속 운전 시 정확도 및 동특성을 더욱 개선한다.

1.3 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성한다.

제 1장에서는 본 논문의 연구 배경과 목적에 대해서 논의한다.

제 2장에서는 매입형 영구자석 전동기의 자기포화 및 고조파 특성에 대해서 논한다. 또한 기존의 영구자석 전동기 손실 최소화 운전 방안에 대해 소개하고 그 한계에 대해서 논의한다.

제 3장에서는 최소 동손 전류 지령 계산 알고리즘을 제안한다. 제안된 계산 알고리즘은 전류 지령 계산기 및 토크 지령 제한기로 구성되며 효과적인 수치 해석 알고리즘 및 운전 절환 방안을 제시한다.

제 4장에서는 외란 최소화 기본과 자속 관측기를 제안한다. 제안된 주파수 적응 자속 관측기에 기반하여 기존의 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기의 기본과 자속 추출 성능을 향상시킨다.

제 5장에서는 신호 주입 기반 동적 인덕턴스 추정기를 제안한다. 기존의 신호 주입 알고리즘 특성을 파악하고 이에 기반하여 신호 주입 및 처리 기법을 개선하도록 한다.

제 6장에서는 제안된 방법을 모두 연계하였을 때, 손실 최소화 운전이 가능함을 시뮬레이션 및 실험을 통해 검증한다.

제 7장에서는 본 논문의 연구 내용을 정리하고 향후 연구에 대하여 언급하며 본 논문을 마무리한다.

제 2장 영구자석 전동기의 특성 및 운전 방안

영구자석 전동기의 실시간 최소 동손 운전은 오랜 역사를 지닌 연구 분야이다. 하지만 최근 영구자석 전동기의 경우 고폭 및 고효율 밀도, 고효율의 특성을 가지도록 설계되어 코어의 자속 밀도를 자기포화가 심한 영역까지 사용하게 된다. 이에 따라 영구자석 전동기의 자기포화 및 교차결합 현상으로 인한 영향이 계속해서 증대되고 있다. 또한 공간 고조파로 인해 전동기의 회전자 각 위치에 따라 전동기 제정수 또한 변동하게 된다. 결과적으로 기존의 정적(static) 제정수에 기반한 영구자석 전동기 모델링의 경우 전동기의 전류 크기 및 회전자 위치로 인한 변동을 모의하기에 여러 어려움이 있다. 따라서 2.1절에서는 비선형 자속 모델에 기반한 동적(dynamic) 제정수 모델링을 통해 영구자석 전동기의 특성을 표현하도록 한다. 또한 제정수 변동에 따른 출력 토크 영향에 대해서도 간단히 살펴보고자 한다.

이러한 자기포화 및 교차결합 현상으로 인해 정적 제정수에 기반한 실시간 최소 동손 운전 방안은 한계를 지니게 된다. 이에 따라 최근에는 포화가 심한 고폭 운전 영역에서도 최소 동손 운전을 유지하기 위한 다양한 접근 방안이 제시되었다. 하지만, 운전 방식에 따라 동특성 및 안정성 측면에서 각각 장단점이 존재한다. 이에 따라 2.2절에서는 기존의 최소 동손 운전 방식들을 살펴보고 각 방식의 특성 및 한계 등을 분석하도록 한다.

이러한 분석을 기반으로 기존의 최소 동손 운전 방식의 특성을 개선한 새로운 최소 동손 운전 방안을 제안한다. 세부적인 알고리즘의 설명에 앞서, 2.3절에서는 제안하고자 하는 최소 동손 운전 방안의 전반적인 구성에 대해 간략히 서술한다. 또한 기존 방식 대비, 본 논문에서 제안된 방식이 지닌 이점에 대해 우선적으로 언급하도록 한다.

2.1 영구자석 전동기의 특성

2.1.1 자기포화 및 교차결합 현상

우선적으로 영구자석 전동기의 전압 방정식은 식 (2.1)과 같다. 또한 출력 토크는 식 (2.2)와 같이 고정자 쇄교자속(stator flux linkage)과 전류(stator current)의 외적(cross product)으로 표현할 수 있다. 여기서 λ_d , λ_q 는 식 (2.3)과 같이 d-축, q-축 전류에 따라 변동하는 d-축, q-축 쇄교자속을 의미한다.

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + s \lambda_d(i_d, i_q) - \omega_r \lambda_q(i_d, i_q), \\ v_q = R_s i_q + s \lambda_q(i_d, i_q) + \omega_r \lambda_d(i_d, i_q). \end{cases} \quad (2.1)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_d(i_d, i_q) i_q - \lambda_q(i_d, i_q) i_d). \quad (2.2)$$

$$\lambda_d \equiv \lambda_d(i_d, i_q), \quad \lambda_q \equiv \lambda_q(i_d, i_q). \quad (2.3)$$

영구자석 전동기에 흐르는 전류가 적을 경우, 즉 선형 자속 구간에서 동작할 경우 전류 변동에 따른 쇄교자속의 변동은 식 (2.4)와 같이 선형 함수(linear function)로 표현 가능하다. 여기서, (L_{ds}, L_{qs}) 는 d-축, q-축 정적 인덕턴스(static inductance), λ_f 는 역기전력 상수, 즉 영구자석의 쇄교자속을 의미한다. 일반적으로 선형 자속 구간에서 상호 교차 현상은 그 영향이 작아서 식 (2.4)와 같이 무시할 수 있다.

$$\begin{cases} \lambda_d(i_d, i_q) \triangleq \lambda_d(i_d) = L_{ds} i_d + \lambda_f, \\ \lambda_q(i_d, i_q) \triangleq \lambda_q(i_q) = L_{qs} i_q. \end{cases} \quad (2.4)$$

하지만 영구자석 전동기가 점차 고출력 밀도를 가지도록 설계됨에 따라 자기포화 및 교차결합 현상이 심해지고 이로 인해 자속의 변동은 비선형적으로 나타나게 된다 [11]. 따라서 쇄교자속을 선형 함수 그대로 나타내는 것은 적합하지 않다. 이러한 자속의 비선형 특성을 고려할 경우, 각 운전점에서 고정자 쇄교자속은 식 (2.5)와 같이 개별적으로 모델링하여야 한다. 이를 위해 전류의 변동에 따른 자속의 변동 비율을

의미하는 동적 인덕턴스(dynamic inductance) 개념이 도입되었다 [22].

$$\begin{cases} d\lambda_d(i_d, i_q) = \frac{\partial \lambda_d}{\partial i_d} di_d + \frac{\partial \lambda_d}{\partial i_q} di_q = L_{dd}(i_d, i_q) di_d + L_{dq}(i_d, i_q) di_q, \\ d\lambda_q(i_d, i_q) = \frac{\partial \lambda_q}{\partial i_d} di_d + \frac{\partial \lambda_q}{\partial i_q} di_q = L_{qd}(i_d, i_q) di_d + L_{qq}(i_d, i_q) di_q. \end{cases} \quad (2.5)$$

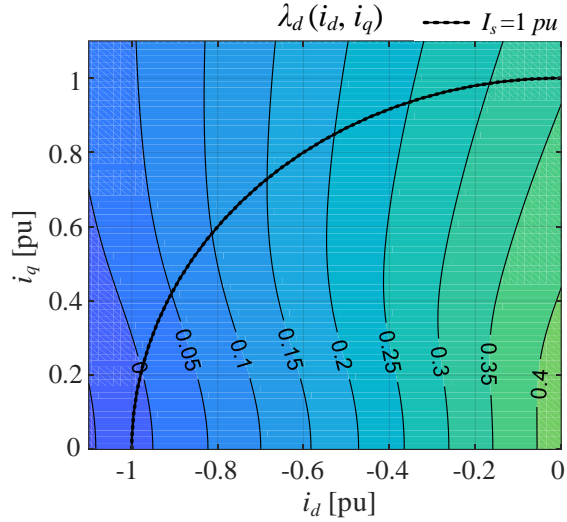
고토크 지령으로 인해 큰 전류가 흐르는 경우, 즉 비선형 자속 구간의 경우 정적 제정수(static parameter)에 기반하여 모델링하는 것보다 동적 인덕턴스 개념을 도입하여 동적 제정수(dynamic parameter)에 기반하여 모델링하는 것이 더욱 직관적이다. 따라서, 본 논문에서는 비선형 자속 특성을 포함한 동적 인덕턴스 및 쇄교자속 모델에 기반하여 내용을 전개하도록 한다.

결과적으로 영구자석 전동기의 자기포화와 교차결합 현상을 고려할 경우, 고정자 쇄교자속은 운전점(operating point) 부근에서 식 (2.6)과 같은 비선형 자속 모델(nonlinear flux model)로 나타낼 수 있다 [22], [23]. 이때, 운전점 (i_{do}, i_{qo}) 에서의 d-축, q-축 쇄교자속은 $\lambda_{do}(i_{do}, i_{qo})$, $\lambda_{qo}(i_{do}, i_{qo})$ 로 나타낼 수 있다. 여기서, $(L_{dd}, L_{dq}, L_{qd}, L_{qq})$ 는 식 (2.7)와 같이 전류의 변동에 따른 자속의 변동으로 정의되며 동적 인덕턴스를 의미한다. 이는 운전점 부근에서의 소신호 모델(small-signal model), 즉 선형화된 자속 모델(linearized flux model)로 이해될 수 있다. 따라서, 시간에 따른 자속 변동은 식 (2.8)과 같이 동적 인덕턴스와 전류의 함수으로 표현할 수 있다.

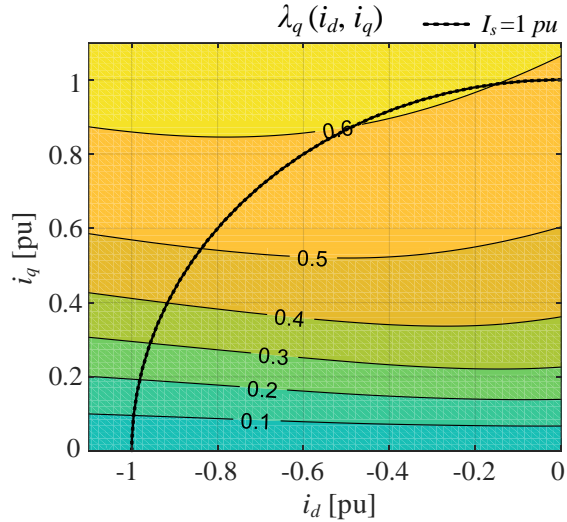
$$\begin{cases} \lambda_d(i_d, i_q) = \lambda_{do}(i_{do}, i_{qo}) + L_{dd}(i_d - i_{do}) + L_{dq}(i_q - i_{qo}), \\ \lambda_q(i_d, i_q) = \lambda_{qo}(i_{do}, i_{qo}) + L_{qd}(i_d - i_{do}) + L_{qq}(i_q - i_{qo}). \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{L}_{dq} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_d}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_d}{\partial i_q} \\ \frac{\partial \lambda_q}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_q}{\partial i_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd}(i_d, i_q) & L_{dq}(i_d, i_q) \\ L_{qd}(i_d, i_q) & L_{qq}(i_d, i_q) \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

$$\begin{cases} \frac{d\lambda_d(i_d, i_q)}{dt} = L_{dd}(i_d, i_q) \frac{di_d}{dt} + L_{dq}(i_d, i_q) \frac{di_q}{dt}, \\ \frac{d\lambda_q(i_d, i_q)}{dt} = L_{qd}(i_d, i_q) \frac{di_d}{dt} + L_{qq}(i_d, i_q) \frac{di_q}{dt}. \end{cases} \quad (2.8)$$



(a) d-축 쇄교자속, $\lambda_d(i_d, i_q)$



(b) q-축 쇄교자속, $\lambda_q(i_d, i_q)$

그림 2-1. 시험용 영구자석 전동기의 기본과 쇄교자속 특성

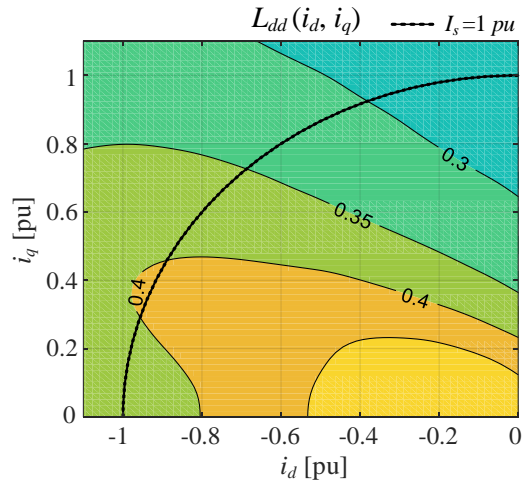
그림 2-1은 시험용 영구자석 전동기의 d-축, q-축 전류 변동에 따른 기본과 쇄교자속 특성을 나타낸다. 이는 유한 요소 해석(Finite Element Analysis, FEA) 프로그램, 즉 FEA 프로그램을 통해 추출하였으며 단위법

(per-unit, pu) 기반으로 나타내었다. 해당 전동기의 단위법 기준(base)은 표 2-1과 같다. 이때, 단위 전류(base current)는 영구자석 온도 20 °C 기준 최대 토크 발생 시 필요 전류로 정의하였다.

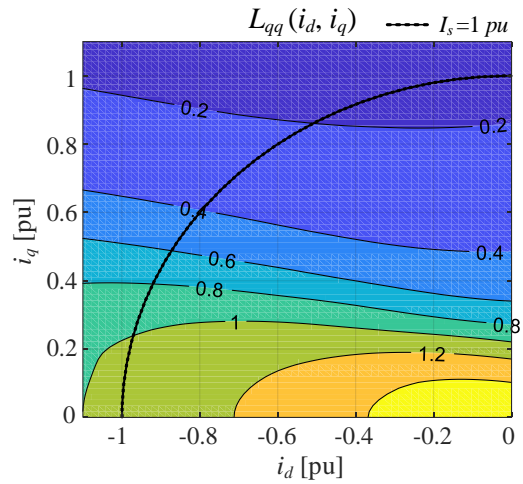
표 2-1. 시험용 영구자석 전동기의 단위법 기준

Parameter	Value
Number of pole pairs, P	4
Maximum current, I_{max} (1.1 pu)	258 A _{peak}
Maximum torque, $T_{e,max}$ (1.0 pu, 20 °C)	53 N·m
DC-link voltage, V_{dc}	310 V
Base current, I_b (1.0 pu)	234 A _{peak}
Base speed, ω_b (1.0 pu)	8000 r/min
Base flux linkage, λ_b (1.0 pu)	75.5 mWb·t
Base inductance, L_b (1.0 pu)	322.8 μ H
Base resistance, R_b (1.0 pu)	0.03 Ω

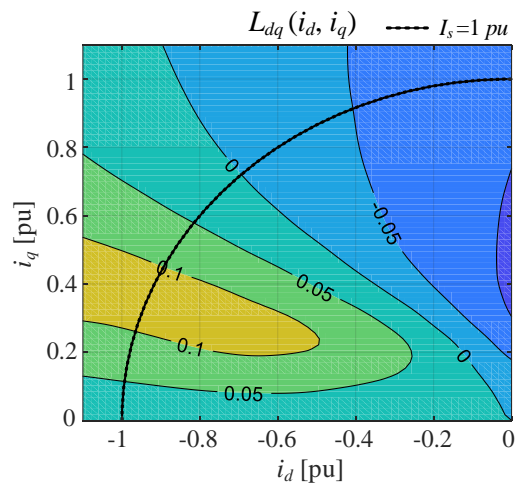
그림 2-1(a)를 통해 d-축 쇠교자속이 단지 d-축 전류 뿐만 아니라 q-축 전류에 따라서도 변동된다는 것을 알 수 있다. 마찬가지로 그림 2-1(b)를 통해 포화가 심해질수록 q-축 쇠교자속이 단지 q-축 전류 뿐만 아니라 d-축 전류에 따라 변동되는 것을 볼 수 있다. 이는 최대 부하 조건(full-load condition)에 가까워질수록 자기포화로 인한 교차결합 현상을 무시할 수 없다는 것을 보여준다.



(a) d-축 자기 인덕턴스, $L_{dd}(i_d, i_q)$



(b) q-축 자기 인덕턴스, $L_{qq}(i_d, i_q)$



(c) 상호 인덕턴스, $L_{dd}(i_d, i_q)$ $L_{qd}(i_d, i_q)$

그림 2-2. 시험용 영구자석 전동기의 기본과 동적 인덕턴스 특성

그림 2-2는 시험용 영구자석 전동기의 기본과 동적 인덕턴스 특성을 나타낸다. 이는 식 (2.7)과 같이 각 운전점에서의 기본과 쇄교자속을 d-축, q-축 전류에 대해 편미분하여 추출하였다. 이때, 교차결합 현상은 상호 인덕턴스(mutual inductance) 형태로 나타나진다. 이를 통해 운전 영역에 따라 자기 인덕턴스(self inductance)가 크게 변동함을 알 수 있다. 또한 상호 인덕턴스 성분 또한 무시할 수 없음을 알 수 있다. 따라서, 전류에 따른 자기 인덕턴스 (L_{dd} , L_{qq}) 및 상호 인덕턴스 (L_{dq} , L_{qd}) 변동은 함께 고려되어야 한다.

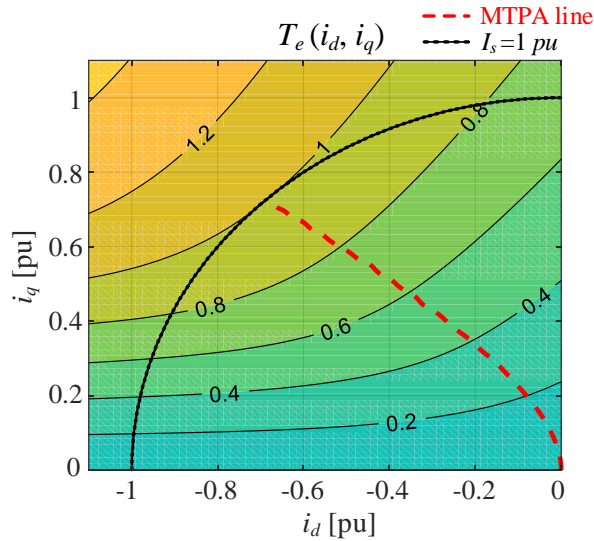


그림 2-3. 시험용 영구자석 전동기의 기본과 토크 특성

그림 2-3은 시험용 영구자석 전동기의 기본과 토크 특성을 나타낸다. 이때 붉은색 점선은 MTPA 곡선을 나타내며 등토크(constant torque) 곡선과 등전류(constant current) 곡선이 접하는 지점을 연결한 궤적을 의미한다. 해당 전동기의 경우, 최대 토크 운전점에서 자기포화 및 교차결합 현상이 심하고 이로 인해 MTPA 전류 각(current beta angle)이 45도에 도달하는 것을 확인할 수 있다. 따라서, 이와 같이 포화가 심한 전동기의 경우 고정자 쇄교자속 및 동적 인덕턴스에 기반한 비선형 자속 모델을 적용하는 것이 더욱 현실적이다.

2.1.2 공간 고조파

공간(spatial) 고조파는 주로 전동기의 슬롯 효과(slotting effect) 및 회전자 형상(rotor shape)에 의한 공극 구조(air-gap structure) 변동에 의해 발생한다. 따라서 공간 고조파는 전동기의 회전자 각 위치 θ_r 과 관련되며 d-축, q-축 쇄교자속은 식 (2.9)와 같이 정의할 수 있다.

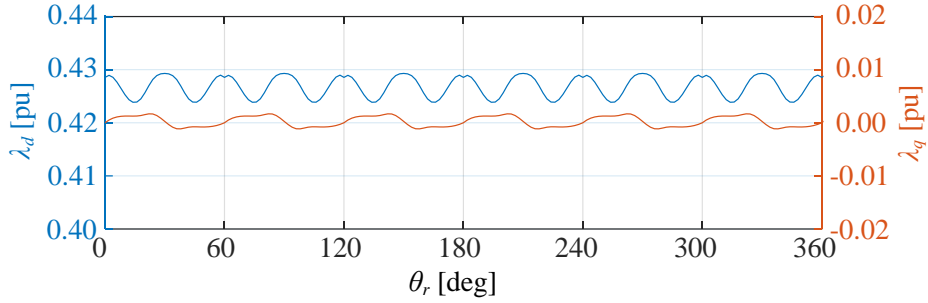
$$\lambda_d \equiv \lambda_d(i_d, i_q, \theta_r), \quad \lambda_q \equiv \lambda_q(i_d, i_q, \theta_r). \quad (2.9)$$

전동기의 1 주기 회전 시 d-축, q-축 쇄교자속은 푸리에 급수(Fourier series) 형태로 식 (2.10)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 θ_{rm} 은 기계각으로 표시된 회전자 위치, P 는 극쌍수(number of pole pairs), ν 는 고조파 차수 지표를 의미한다. 실제로 슬롯 오프닝(slot opening), 회전자계 고조파(rotating field harmonics), 권선 계수(winding factor)에 따라 공극 자계의 공간 고조파가 발생하게 되고 이는 식 (2.10)의 푸리에 계수 $\bar{\lambda}_{dv}$, $\bar{\lambda}_{qv}$ 에 영향을 준다. 뿐만 아니라 푸리에 계수는 코어 포화 및 슬롯 누설 자속 효과에 의해 전류 크기에 따라서도 변동한다 [20], [24].

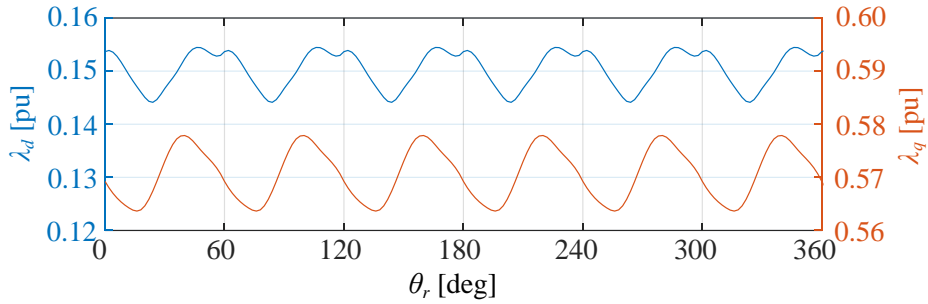
$$\begin{cases} \lambda_d(i_d, i_q, \theta_{rm}) = \sum_{\nu=0}^{\infty} \bar{\lambda}_{dv}(i_d, i_q) \cos(6\nu p \theta_{rm} + \phi_{dv}), \\ \lambda_q(i_d, i_q, \theta_{rm}) = \sum_{\nu=0}^{\infty} \bar{\lambda}_{qv}(i_d, i_q) \sin(6\nu p \theta_{rm} + \phi_{qv}). \end{cases} \quad (2.10)$$

결과적으로 공간 고조파는 식 (2.11)과 같이 동기 좌표계에서 6의 배수 고조파 성분으로 표현할 수 있다. 여기서 h 는 고조파 차수를 의미한다. 실제 전동기 운전 시, d-축 및 q-축 쇄교자속은 기본파 성분 뿐만 아니라 6차, 12차를 비롯한 6의 배수 고조파 성분을 포함하게 된다. 따라서, 이러한 고조파 자속 성분은 기본파 자속 성분과 분리되어 고려되어야 한다 [25].

$$\begin{cases} \lambda_d(i_d, i_q, \theta_r) = \bar{\lambda}_{d0}(i_d, i_q) \cos(\phi_0) + \sum_{h=6\nu}^{\infty} \bar{\lambda}_{dh}(i_d, i_q) \cos(h\theta_r + \phi_{dh}), \\ \lambda_q(i_d, i_q, \theta_r) = \bar{\lambda}_{q0}(i_d, i_q) \sin(\phi_0) + \sum_{h=6\nu}^{\infty} \bar{\lambda}_{qh}(i_d, i_q) \sin(h\theta_r + \phi_{qh}). \end{cases} \quad (2.11)$$



(a) 영 토크 운전 시 ($i_d = 0$ pu, $i_q = 0$ pu)



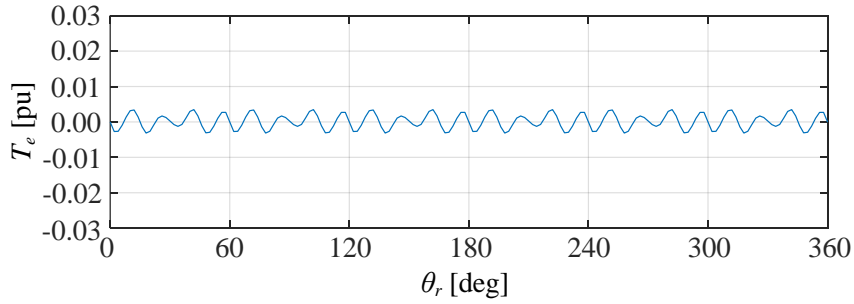
(b) 최대 토크 운전 시 ($i_d = -0.69$ pu, $i_q = 0.72$ pu)

그림 2-4. 시험용 영구자석 전동기의 고조파 쇄교자속 특성

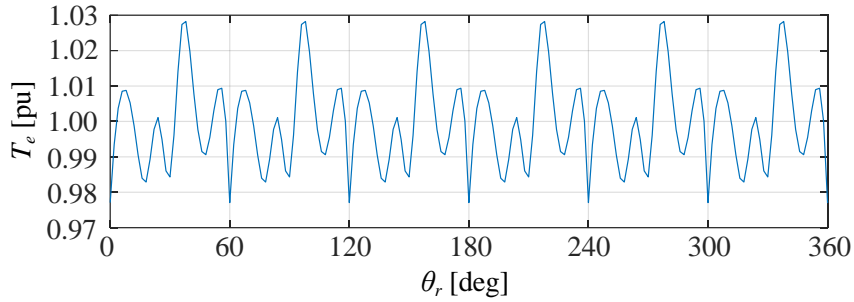
그림 2-4는 시험용 영구자석 전동기의 고조파 쇄교자속 특성을 나타낸다. 이를 통해 회전자 각 위치 θ_r 에 따라서 d-축 및 q-축 쇄교자속 λ_d , λ_q 가 계속해서 변동함을 확인할 수 있다. 이때, 공간 고조파 성분은 대부분 6차 및 12차 고조파로 나타남을 확인할 수 있다. 또한 그림 2-4(a)와 (b)를 비교하면 고조파 쇄교자속 특성이 포화 정도에 따라 달라짐을 확인할 수 있다.

마찬가지로 영구자석 전동기의 출력 토크도 공간 고조파를 고려할 경우 변동하게 된다. 이때, 토크 방정식은 코에너지(Coenergy)를 기계각 회전자 위치 θ_{rm} 으로 편미분하여 유도할 수 있다. 이를 통해 유도한 최종적인 토크 방정식은 식 (2.12)와 같다. 여기서 출력 토크는 크게 T_{el} , T_{e2} , T_{e3} 세 가지 성분으로 나눌 수 있다. 이때, T_{el} 은 약간의 토크 리플(ripple) 성분을 포함한 영구자석 전동기의 평균 토크 성분을 뜻한다. T_{e2} 는 회전자 위치에 따라 맥동하는 토크 리플 성분을 의미하고, T_{e3} 은 영전류에서 코깅(cogging) 토크 성분을 의미한다 [26].

$$\begin{aligned}
T_e &= \frac{3P}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d + i_d \frac{\partial \lambda_d}{\partial \theta_r} + i_q \frac{\partial \lambda_q}{\partial \theta_r}) \bigg|_{(i_d, i_q, \theta_r)} - \frac{\partial W_m(i_d, i_q, \theta_m)}{\partial \theta_m} \\
&= \underbrace{\frac{3P}{2} (\lambda_d(i_d, i_q, \theta_r) i_q - \lambda_q(i_d, i_q, \theta_r) i_d)}_{T_{e1}} \\
&\quad + \underbrace{\frac{3P}{2} (i_d \frac{\partial \lambda_d(i_d, i_q, \theta_r)}{\partial \theta_r} + i_q \frac{\partial \lambda_q(i_d, i_q, \theta_r)}{\partial \theta_r})}_{T_{e2}} - \underbrace{\frac{\partial W_m}{\partial \theta_m}}_{T_{e3}}.
\end{aligned} \tag{2.12}$$



(a) 영 토크 운전 시 ($i_d = 0$ pu, $i_q = 0$ pu)



(b) 최대 토크 운전 시 ($i_d = -0.69$ pu, $i_q = 0.72$ pu)

그림 2-5. 시험용 영구자석 전동기의 고조파 토크 특성

그림 2-5는 시험용 영구자석 전동기의 고조파 토크 특성을 나타낸다. 그림 2-5(a)를 통해 영 토크 운전 시, 시험용 전동기의 코깅 토크가 매우 작게 나타남을 확인할 수 있다. 하지만 그림 2-5(b)와 같이 포화가 심해질 경우, 공간 고조파 분포가 달라지게 되고 이로 인해 고조파 토크도 커지는 것을 확인할 수 있다.

2.1.3 제정수 변동에 따른 토크 영향

A. 고정자 권선 저항(stator resistance) 변동

전동기의 고정자 권선에 전류가 흐를 경우, 권선 저항에 의해 고정자 측에 손실이 발생한다. 이와 같은 발열 및 외기 온도 변동은 식 (2.13) 과 같은 권선 저항 변동을 초래하여 제어 특성에도 영향을 미친다 [27].

$$R_s = R_{s0} \{1 + \alpha_T (T_\omega - T_0)\}. \quad (2.13)$$

여기서, R_{s0} 은 권선 온도 T_0 일 때의 상 저항(phase resistance),

구리(copper) 온도 계수 α_T 는 0.393 %/°C.

이러한 고정자 권선 저항 변동 오차는 PI 전류 제어기를 통해 출력 전압을 변동하여 보상할 수 있다. 따라서 기저 속도 이하의 MTPA 영역에서 토크 지령을 만족하기 위한 최소 동손 전류 지령은 변동하지 않는다. 반면 약자속 영역의 경우, 높아진 역기전력에 의해 전압 제한이 발생하므로 저항에 의한 전압 강하 성분이 다소 영향을 끼칠 수 있다.

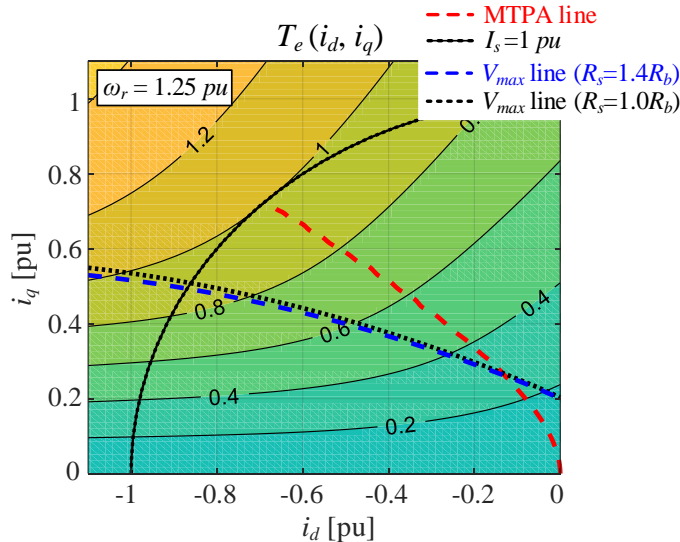


그림 2-6. 고정자 저항 변동에 따른 토크 영향 – 약자속 영역

그림 2-6 은 고정자 저항 변동에 따른 전류 평면에서의 토크 변동을 나타낸다. 저항이 증가할 경우, 이로 인한 전압 강하 성분이 증대하여

전압 제한원의 크기가 줄어들게 된다. 따라서 약자속 운전 시 기존 운전점에서 동작이 불가능하며 같은 토크/속도에서 더욱 많은 d-축 전류를 필요로 한다. 다만, 부하 속도가 증가하게 되면 역기전력 전압에 비해 저항에 의한 전압 강하 성분의 비율이 감소하여 저항 변동에 의한 영향은 감소하게 된다. 결과적으로 저항 변동에 의한 운전점 변동은 크게 나타나지 않는다.

B. 쇄교자속(flux linkage) 변동

통상 영구자석의 잔류자속(remanence)은 온도에 따라 값이 변하게 되며 이러한 온도 변화에 따른 자속 밀도 영향은 식 (2.14)와 같이 표시할 수 있다 [8]. 따라서, 영구자석 전동기는 영구자석의 온도에 따라 역기전력 상수 λ_f 가 변동하게 된다. 또한 영구자석 쇄교자속의 변화는 자기포화 정도를 변화시켜 인덕턴스 변동을 초래하게 된다.

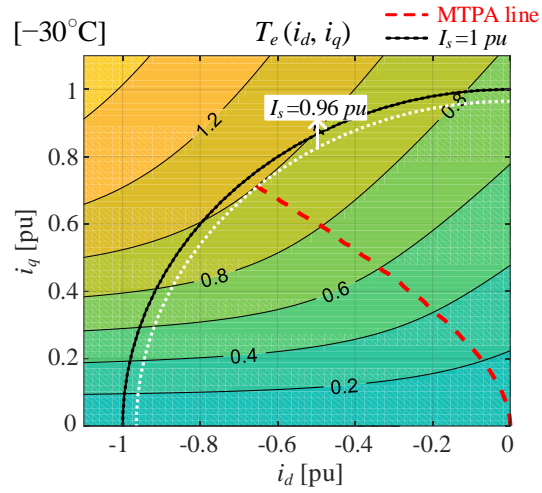
$$B_r(T_r) = B_{r0} \{1 + \beta_T (T_r - T_0)\}. \quad (2.14)$$

여기서, B_{r0} 은 자석 온도 T_0 일 때의 잔류자속 밀도,

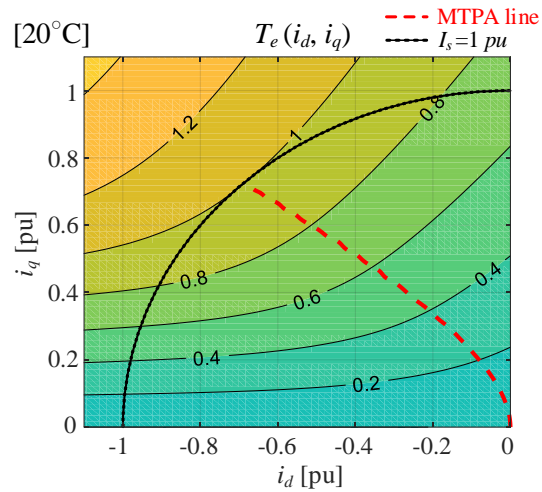
NdFeB 계열의 자석의 대표적 온도 계수 β_T 는 $-0.108 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$.

따라서 영구자석 쇄교자속과 정적 인덕턴스를 구분하기보다 고정자 쇄교자속 측면에서 동시에 접근하는 것이 현실적이다. 이러한 영구자석 온도 변동에 따른 영향은 최근 여러 논문에서 분석되어 왔다 [12], [26]. 한편, 자석의 자화 정도나 회전자 편심에 의해서도 개별 전동기의 자속 분포가 변동할 수 있다. 이러한 쇄교자속 변동은 결과적으로 토크 오차 및 운전점 변동을 유발하게 된다.

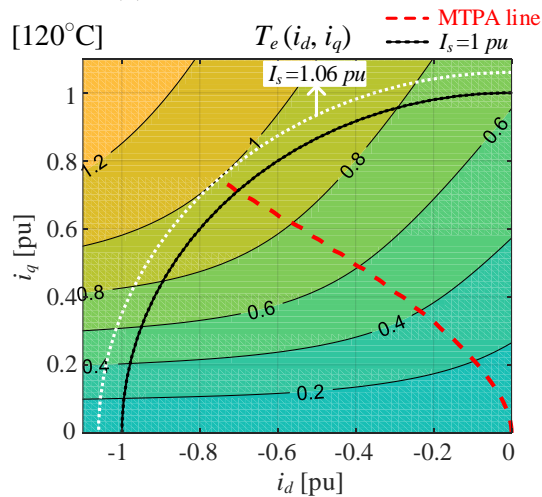
영구자석의 온도에 따른 잔류자속 밀도 변화를 알고 있을 경우, FEA 프로그램을 통해 쇄교자속 변동을 추출할 수 있다. 그림 2-7, 그림 2-8 은 시험용 전동기의 쇄교자속 변동에 의한 MTPA 영역 및 약자속 영역에서 토크의 변동을 보여준다. 이를 통해 영구자석 쇄교자속 변동 시 등토크 곡선 및 전압 제한원이 크게 변동하는 것을 확인할 수 있다. 이러한 운전 조건 변동에 대응하기 위해서는 자속 변동을 고려한 최소 동손 토크 운전이 필요하게 된다.



(a) 영구자석 온도 -30°C

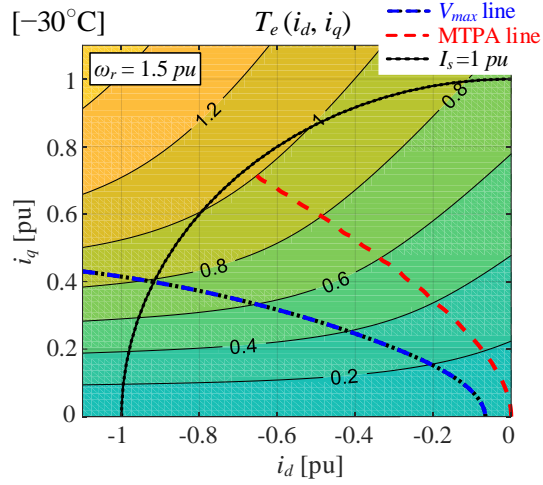


(b) 영구자석 온도 20°C

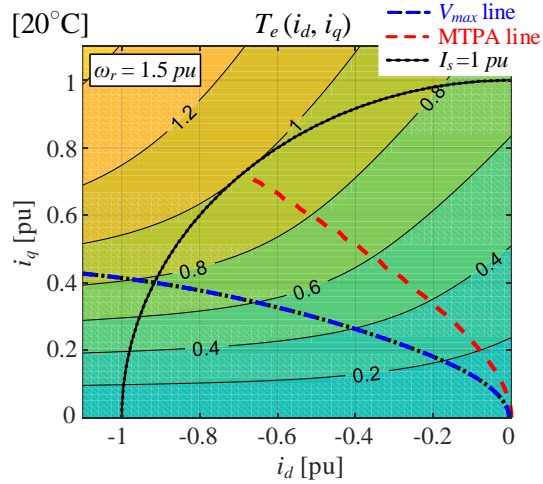


(c) 영구자석 온도 120°C

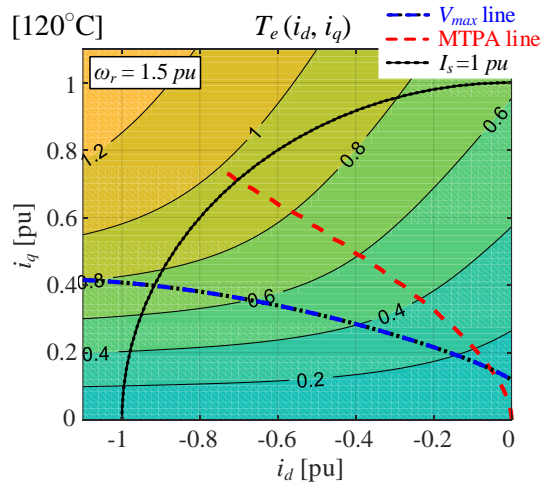
그림 2-7. 쇠교자속 변동에 따른 토크 영향 - MTPA 영역



(a) 영구자석 온도 -30°C



(b) 영구자석 온도 20°C



(c) 영구자석 온도 120°C

그림 2-8. 쇠교자속 변동에 따른 토크 영향 - 약자속 영역

2.1.4 영구자석 전동기의 모델링

영구자석 전동기의 자기포화 및 교차결합 현상, 공간 고조파 모의를 위해 기존 다양한 영구자석 전동기 시뮬레이션 모델이 제안되었다 [7], [26], [27]. 본 논문에서는 여러 시뮬레이션 모델 가운데 쇄교자속의 역-변환 해(inverse solution)에 기반한 자속 기반 영구자석 전동기 모델(flux-based IPMSM model)을 채택하였다 [7], [9]. 이는 간단한 3-차원 d-축, q-축 쇄교자속 및 토크 참조표에 기반하여 전동기의 포화 및 고조파 특성을 모의할 수 있다. 이러한 영구자석 전동기의 전기적 시뮬레이션 모델은 그림 2-9와 같다. 이를 위해서 d-축 쇄교자속 λ_d , q-축 쇄교자속 λ_q , 회전자 전기각 θ_r 변동에 따른 d-축 전류 i_d , q-축 전류 i_q , 토크 T_e 참조표가 필요하다.

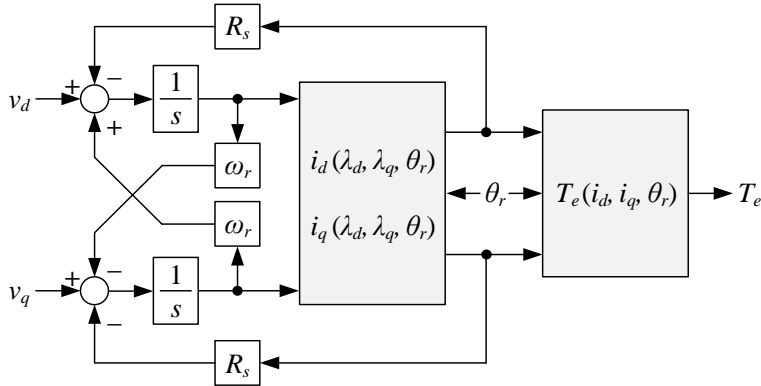


그림 2-9. 영구자석 전동기의 시뮬레이션 모델 [7]

우선적으로 FEA 결과에 기반하여 d-축 전류, q-축 전류, 회전자 전기각에 따른 d-축 쇄교자속, q-축 쇄교자속을 식 (2.15)와 같이 추출할 수 있다. 혹은 참고문헌 [25]와 같이 d-축, q-축의 기본파 및 고조파 쇄교자속을 실험적으로 추출할 수 있다. 이러한 개별 회전자 각 θ_r 마다 전류에 따른 자속 정보를 역-변환(inverse transform)하면 식 (2.16)과 같이 쇄교자속 및 회전자 전기각에 따른 전류 참조표를 추출해낼 수 있다.

$$\lambda_d = f(i_d, i_q, \theta_r), \quad \lambda_q = g(i_d, i_q, \theta_r). \quad (2.15)$$

$$i_d = f^{-1}(\lambda_d, \lambda_q, \theta_r), \quad i_q = g^{-1}(\lambda_d, \lambda_q, \theta_r). \quad (2.16)$$

이때, 역-변환으로 인한 참조표 오차를 최소화하기 위해 전류 참조표의 개별 자속 ($\lambda_{do}, \lambda_{qo}$)마다 식 (2.17)로 정의된 잔류 쇄교자속 크기(residual flux-linkage magnitude)를 최소화하는 전류 값 (i_d, i_q)를 찾도록 한다 [7]. 이러한 전류 참조표 작성을 위해 자속 참조표를 검색하는 반복 과정(iteration process)을 수행한다.

$$\lambda_{eq} = |\lambda_d(i_d, i_q, \theta_r) - \lambda_{do}| + |\lambda_q(i_d, i_q, \theta_r) - \lambda_{qo}|. \quad (2.17)$$

또한 토크에 영향을 끼치는 모든 요소를 고려하기 위하여, 식 (2.18)과 같이 d-축, q-축 전류, 회전자 각 변동에 따른 출력 토크 참조표를 적용한다. 식 (2.2)의 경우, 평균 토크와 일부 토크 리플 성분을 포함할 뿐 회전자 위치에 따라 맥동하는 토크 리플 성분을 모두 포함하지는 않는다. 하지만 식 (2.18)과 같이 FEA를 통해 추출한 토크 정보를 적용할 경우 고정자 측의 슬롯 효과, 즉 영 전류에서의 코깅 토크까지도 모의할 수 있다.

$$T_e = T_e(i_d, i_q, \theta_r). \quad (2.18)$$

2.2 기존의 손실 최소화 운전 방안

기존에도 영구자석 전동기의 손실을 최소화하기 위한 다양한 운전 방안이 제시되었다. 앞서 언급했듯이, 영구자석의 자기포화 및 교차결합 현상을 고려하게 되면 인덕턴스가 d-축, q-축 전류 크기의 변동에 따라 함께 비선형적으로 변동하므로 정확한 함수 관계를 모를 경우 최적 전류 지령을 해석적으로 구하기 힘들다. 따라서, 미리 실험을 통해 구한 참조표를 이용하는 방법이 주로 채택되었다.

참조표 기반 운전 방안(look-up table method, LUT method)은 최적 지령 계산을 위한 연산 시간에 대한 부담이 감소하는 이점을 가진다 [28], [29]. 단, 전류 지령의 오차를 줄이기 위해 많은 양의 데이터 및 보간법을 필요로 한다. 게다가 참조표 작성을 위해 영구자석 전동기의 광범위한 운전 영역에서 사전 시험을 필요로 하므로 이에 따른 개발 시간 및 비용이 증가하게 된다.

한편 자석의 자화 정도나 회전자 편심에 의해 개별 전동기의 자속 분포가 변동하는 것과 같은 양산에 따른 제작 오차로 인해 참조표 기반 운전 방안의 성능은 저하된다. 또한 자석 및 고정자 권선 온도 변화에 따라 제정수 변동이 일어나게 되며 이는 토크 오차를 발생시킨다. 제정수 변동에 따른 토크 오차를 최소화하기 위해 여러 참조표(multiple LUTs)를 사용한 보간법이 참고문헌 [30]에서 제시되었으나 이는 더욱 많은 사전 시험을 필요로 한다.

이에 따라 전동기의 포화 현상을 고려해 최적 전류 지령을 실시간으로 계산할 수 있는 여러 방법이 제시되었다. 기존의 실시간 손실 최소화 운전 방안은 크게 섭동 기반 탐색 방법(perturbation searching method)과 수학적 모델 기반 계산 방법(calculation method based on mathematical model)으로 나눌 수 있다.

2.2.1 섭동 기반 탐색 방법

A. 고주파 전류 신호 주입 방법(high-frequency current injection method)

섭동 기반 탐색 방법의 경우 일반적으로 전류 각에 신호를 주입한 후 출력 토크의 변동을 파악하는 형태로 이루어지며, 이는 고주파 전류 주입 형태로 개선되었다 [31]–[34]. 고주파 전류 신호 주입 방법의 경우 우선적으로 전류 각에 고주파 신호 주입을 하여 고조파를 발생시킨다. 이러한 고주파 신호는 토크 [31], 출력 [32], 혹은 전류 고주파 [33], [34] 형태로 나타나게 되며 이를 통해 MTPA 곡선의 어느 측면에 현재의 전류 지령이 위치하는지 파악할 수 있게 된다.

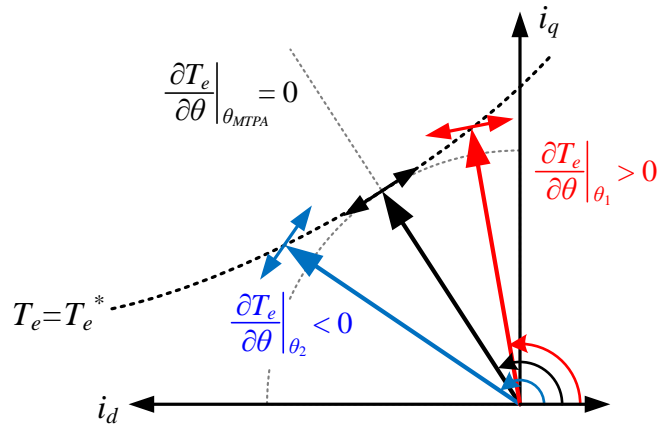


그림 2-10. 등토크 곡선에서 전류 각 변동에 따른 토크 변동 [32]

그림 2-10과 같이 고주파 전류 변동에 따른 고조파 토크 변동의 크기는 전류 각에 따라 변동하게 된다. 이러한 변동 크기가 영(0)이 되는 지점, 즉 식 (2.19)를 만족하는 지점이 바로 MTPA 운전점이 된다. 이는 고주파 신호 처리를 통해 실시간 추정 가능하며 이를 폐환(feedback)하여 최적의 전류 각으로 수렴할 수 있다. 이러한 고주파 신호 주입 방법의 경우, 추가적인 제정수 추정 알고리즘 없이 정상 상태에서 MTPA 운전을 유지할 수 있는 이점을 가진다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial \theta} \bigg|_{\theta=\theta_{MTPA}} = 0. \quad (2.19)$$

하지만 전류 주입에 기반하므로 MTPA 운전점 수렴에 많은 시간이 필요하다. 또한 전류 제어기의 대역폭 한계로 인해 주입 주파수가 수백 Hz 정도로 제한되게 된다. 이는 정상 상태 운전 시만 고려하므로 과도 상태 시 제안된 알고리즘의 안정성을 보장하기 힘들다.

또한 해당 방법의 경우 속도 제어되는 전동기 구동 시스템을 대상으로 고안되어 토크 선형성(torque linearity)을 보장하여야 하는 토크가 직접 제어되는 전동기 구동 시스템에 적용하기에는 어려움이 따른다. 따라서 운전 조건 변동이 많이 이루어지는, 즉 토크가 직접 제어되는 자동차 분야에 적용하기는 쉽지 않다. 게다가 주입 주파수 대역 상 기계적 공진 및 측정 오차와 잡음에 민감할 우려가 있다. 또한 해당 방법을 제안한 연구에서는 전압 부족 시 약자속 제어 방안에 대한 언급이 없다.

B. 가상 신호 주입 방법(virtual signal injection method)

실제 전동기에 신호를 직접 주입하는 대신 가상의 신호를 신호 처리부(signal processing block)에 주입하는 가상 신호 주입 방법이 제안되었다 [35]–[37]. 이 방법은 신호 주입에 의해 유발되는 추가적인 토크 변동 및 전력 손실을 제거할 수 있는 이점을 가진다. 또한 가상 신호의 주입 주파수를 증대할 수 있으므로 동특성을 개선할 수 있다.

하지만 이는 전류 각 변동에 따른 제정수 변동을 고려하지 않고 현재 운전점의 자속 정보만 가지고 MTPA 운전점을 판별하게 된다. 즉, 식 (2.20)과 같이 d-축 및 q-축 자속이 운전점 부근에서 일정한 부분 상수 모델(piecewise constant model)로 가정된다 [37].

$$\frac{\partial \lambda_d(i_d, i_q)}{\partial \theta} = \frac{\partial \lambda_q(i_d, i_q)}{\partial \theta} = 0. \quad (2.20)$$

이는 운전점 부근의 자속 변동, 즉 동적 인덕턴스 성분을 고려하지 않으므로 자속의 비선형 특성이 증대되는 포화 영역에서 성립하지 못한다. 이로 인해 극심한 포화가 발생하는 고토크 운전 영역에서 MTPA 운전을 보장할 수 없다. 마찬가지로 해당 방법도 속도 제어되는 전동기

구동 시스템만을 고려하여 토크 선형성 보장을 필요로 하는 직접 토크가 제어되는 전동기 구동 시스템에 적용하기는 힘들다.

2.2.2 수학적 모델 기반 계산 방법

A. 해석적 기법(analytical method)을 통한 계산 방법

일반적으로 정적 인덕턴스 및 영구자석의 쇠교자속 모델에 기반하여 MTPA 및 약자속 영역에서 최적 전류 해를 구하기 위한 수식을 유도할 수 있다. 이는 제한 조건하에서의 최적화 문제(제한 최적화 문제, constrained optimization problem)로 정의할 수 있다 [38].

MTPA 영역에서 최소 동손 운전은 식 (2.21)과 같이 토크 지령을 만족하면서 전류 크기를 최소로 하는 제한 최적화 문제로 다시 표현할 수 있다. 이는 라그랑주 승수법(Lagrange multiplier method)을 통해 식 (2.22)와 같은 4차 방정식 형태로 유도할 수 있다. 또한 약자속 영역에서는 식 (2.23)과 같은 전압 제한 조건 및 토크 방정식을 만족하여야 한다. 이를 연립하면 식 (2.24)와 같이 4차 방정식으로 유도할 수 있다. 따라서, 정적 인덕턴스 (L_{ds} , L_{qs}) 및 영구자석 쇠교자속 (λ_f) 정보를 알고 있을 경우 이러한 4차 방정식의 근은 해석적 기법을 통해 실시간으로 구할 수 있다 [39], [40].

$$\min i_d^2 + i_q^2, \quad \text{subject to } T_e^* = \frac{3P}{2}(\lambda_f i_q + (L_{ds} - L_{qs})i_d i_q). \quad (2.21)$$

$$i_d^4 + A_1 i_d^3 + B_1 i_d^2 + C_1 i_d + D_1 = 0. \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서,} \quad A_1 &= \frac{3\lambda_f^2}{(L_{ds} - L_{qs})}, \quad B_1 = \frac{3\lambda_f^2}{(L_{ds} - L_{qs})^2}, \\ C_1 &= \frac{\lambda_f^3}{(L_{ds} - L_{qs})^3}, \quad D_1 = -\frac{4T_e^{*2}}{9P^2(L_{ds} - L_{qs})^2}. \end{aligned}$$

$$T_e^* = \frac{3P}{2}(\lambda_f i_q + (L_{ds} - L_{qs})i_d i_q), \quad L_{ds}^2(i_d + \frac{\lambda_f}{L_{ds}})^2 + L_{qs}^2 i_q^2 = \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2}. \quad (2.23)$$

$$i_d^4 + A_2 i_d^3 + B_2 i_d^2 + C_2 i_d + D_2 = 0. \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned}
A_2 &= \frac{2\lambda_f}{L_{ds} - L_{qs}} \left(2 - \frac{L_{qs}}{L_{ds}}\right), \\
B_2 &= \frac{\lambda_f^2}{(L_{ds} - L_{qs})^2} + \frac{4\lambda_f^2}{L_{ds}(L_{ds} - L_{qs})} + \frac{\lambda_f^2}{L_{ds}^2} - \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2 L_{ds}^2}, \\
C_2 &= \frac{2\lambda_f}{L_{ds}} \left(\frac{\lambda_f^2}{(L_{ds} - L_{qs})^2} + \frac{\lambda_f^2}{L_{ds}(L_{ds} - L_{qs})} - \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2 L_{ds}(L_{ds} - L_{qs})} \right), \\
D_2 &= \frac{1}{(L_{ds} - L_{qs})^2} \left(\frac{\lambda_f^4}{L_{ds}^2} + \frac{L_{qs}^2}{L_{ds}^2} \frac{4T_e^{*2}}{9P^2} - \frac{\lambda_f^2 V_s^2}{L_{ds}^2 \omega_r^2} \right).
\end{aligned}$$

여기서,

이를 위해 우선적으로 4차 방정식을 2차 방정식 형태로 근사하여 해를 구하는 방법이 제시되었지만 이는 근사 오차(approximation error)를 유발할 수 있다 [39]. 이를 개선하기 위해 4차 방정식의 해를 페라리 방법(Ferrari's method)을 통해 구하는 방법이 제안되었다 [40], [41]. 이러한 수학적 모델에 기반한 계산 방법의 경우 빠른 계산을 통해 동특성을 크게 증대시킬 수 있는 장점을 가진다. 하지만, 이는 복잡한 수식으로 인해 DSP의 계산 부담을 증대시킨다. 또한 저항 성분을 무시하여 약자속 운전 영역에서 약간의 오차가 발생하게 된다.

무엇보다도 가상 신호 주입 방법과 마찬가지로 4차 방정식 유도 과정 중에 전류에 따른 인덕턴스 변동을 고려하지 않았다. 즉, 식 (2.25)와 같이 인덕턴스는 전류 변동에 영향을 받지 않는다고 가정하였다. 따라서, 자속의 비선형 특성이 증대될수록 MTPA 및 약자속 영역에서 실제 최적 전류 해를 구하지 못한다. 최적 전류 해와 계산된 전류 해 사이의 오차를 줄이기 위해 참고문헌 [42]에서는 부가적인 계산을 통한 보정(correction) 알고리즘이 제안되었다. 또한 참고문헌 [43]에서는 d-축, q-축 전류 변동에 따른 정적 인덕턴스의 모델링을 위해 곡선 일치법(curve fitting method)를 채택하였다. 하지만, 이는 추가적인 계산 부담 혹은 전체 인덕턴스 정보를 필요로 한다. 게다가 정적 인덕턴스 및 영구자석의 쇠교자속을 동시에 추정하는 것은 쉽지 않다 [16], [17].

$$\frac{\partial L_{ds}(i_d, i_q)}{\partial i_d} = \frac{\partial L_{qs}(i_d, i_q)}{\partial i_q} = 0. \quad (2.25)$$

B. 수치 해법(numerical method)을 통한 계산 방법

정적 인덕턴스 및 영구자석의 쇄교자속 모델에 기반할 경우 전류에 따른 제정수 변동을 다시 추가적으로 고려하여야 한다. 이에 따라 부분 선형 모델(piecewise linear model)에 기반한 비선형 자속 모델을 통해 최적 전류 해를 구하는 것이 더욱 유리하다. 이때, 전류에 따른 자속 변동은 식 (2.26)과 같이 자기 동적 인덕턴스로 모델링하여 쉽게 표현 가능하다. 마찬가지로 MTPA 영역에서 최적 전류 지령을 구하는 것은 식 (2.27)과 같은 제한 최적화 문제로 정의할 수 있다. 이는 라그랑즈 승수법을 통해 MTPA 영역에서 식 (2.28)과 같은 MTPA 방정식과 토크 방정식의 연립 형태로 나타낼 수 있다. 또한 약자속 영역에서는 식 (2.29)와 같이 토크 방정식과 전압 방정식의 연립 형태로 나타난다 [44].

$$\frac{\partial \lambda_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} = L_{dd}, \quad \frac{\partial \lambda_q(i_d, i_q)}{\partial i_q} = L_{qq}. \quad (2.26)$$

$$\min i_d^2 + i_q^2, \quad \text{subject to } T_e^* = \frac{3P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d). \quad (2.27)$$

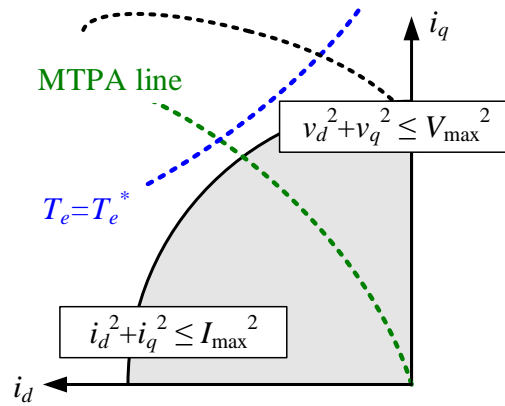
$$\begin{aligned} (\lambda_d - L_{qq} i_d) i_d + (\lambda_q - L_{dd} i_q) i_q &= 0, \\ T_e^* &= \frac{3P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d). \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$\begin{aligned} T_e^* &= \frac{3P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d), \\ (R_s i_d - \omega_r \lambda_q)^2 + (R_s i_q + \omega_r \lambda_d)^2 &= \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2}. \end{aligned} \quad (2.29)$$

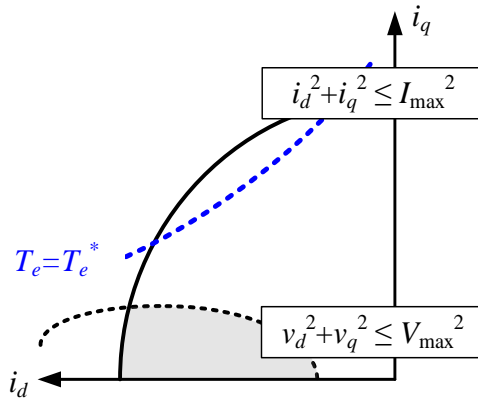
이러한 비선형 연립 방정식의 경우 수치 해석 알고리즘을 통해 해를 구할 수 있다. 참고문헌 [44]에서는 뉴턴법(Newton's method)에 기반하여 선형 방정식 형태로 근사하고 풀이하는 방법을 제시하였다. 이와 같은 수치 해석 알고리즘을 적용할 경우, 해석적 기법에 비해 DSP의 계산 부담을 크게 저감할 수 있다. 이는 해석적 기법과 마찬가지로 제정수 변동을 반영한 실시간 계산을 통해 동특성을 증대할 수 있다. 또한 자속 및 동적 인덕턴스 정보는 제정수 추정 알고리즘을 통해 독립성 부족(rank-deficient) 문제 없이 동시에 추정할 수 있다 [45], [46]. 따라서 운전

조건 변화에 따른 제정수 변동을 쉽게 반영할 수 있다. 게다가 전류에 따른 제정수 변동이 동적 인덕턴스로 모델링되므로 추가적인 계산이 필요하지 않다.

하지만 뉴턴법을 적용할 경우 과포화(highly-saturated) 영역에서 최적 전류 지령에 수렴하지 못하는 문제가 발생할 수 있다. 특히 짧은 시간의 과부하 운전(short-time overload operation)과 같은 가혹한 운전 조건 하에서 뉴턴법의 수렴성을 보장할 수 없다 [47]. 또한 교차결합 현상을 무시하여 고토크 운전 시 상호 인덕턴스 증대로 인한 오차가 발생할 수 있다 [48].



(a) 전류 제한 범위를 넘어선 경우



(b) 전압 제한 범위를 넘어선 경우

그림 2-11. 토크 지령이 최대 토크 범위를 넘어선 경우

또한 토크 지령이 실제 낼 수 있는 토크 범위를 넘어설 경우, 수치 해석 알고리즘의 경우 해가 불안정해질 우려가 존재한다. 우선적으로

그림 2-11(a)와 같이 토크 지령이 전류 제한 범위를 넘어서는 경우 비선형 연립 방정식의 해가 존재하지만 전류 해가 제한 범위를 넘어서게 된다. 혹은 그림 2-11(b)와 같이 토크 지령이 전압 제한 범위를 넘어서는 경우 비선형 연립 방정식에 해가 존재하지 않는다. 하지만 참고문헌 [44]의 알고리즘은 이를 판별하지 못하며, 결과적으로 잘못된 전류 지령을 내보내거나 전류 지령이 진동할 우려가 있다. 따라서, 이를 판별하기 위한 부가적인 판별식 혹은 토크 지령 제한이 필요하다. 일반적인 경우, 최대 토크 제한기는 속도 및 전압 변동에 따른 참조표 형태로 구현할 수 있다. 하지만 자석 및 고정자 권선 온도 변화에 의해서도 최대 토크 크기는 변동하게 되며 이를 참조표로 모두 구현하기는 어렵다.

2.2.3 기존 운전 방안의 특성 비교

표 2-2. 기존 운전 방안의 특성 비교

분류	섭동 기반 탐색 방법		수학적 모델 기반 방법	
	2.2.1-A	2.2.1-B	2.2.2-A	2.2.2-B
대표 참고 문헌	[31]–[34]	[35]–[37]	[39], [40]	[44]
토크 선형성 (Torque linearity)	불만족	불만족	만족	만족
MTPA 동특성 (MTPA dynamics)	불만족	불만족	만족	만족
계산 부담 (calculation burden)	적음	적음	많음	적음
포화 영역 오차 (discrepancy in saturated conditon)	오차 없음	오차 발생	오차 발생	<u>불안정 우려</u>
실시간 제정수 추정 (difficulty of online parameter estimation)	해당 없음	해당 없음	어려움	쉬움

기존의 손실 최소화 운전 방안을 크게 4가지로 분류하고 각 방안의 차이점을 표 2-2를 통해 정리하였다. 각 방법은 토크 선형성, MTPA 동특성, 계산 부담, 포화 영역 오차, 실시간 제정수 추정 난이도, 총 5가지 측면에서 비교하였다. 우선 섭동 기반 탐색 방법의 경우, 토크 정밀도와 MTPA 동특성을 만족하지 못하므로 토크 지령 및 부하 변동이 심한 견인 전동기의 운전 조건을 만족하기는 힘들다. 그에 비해 수학적 모델 기반 방법의 경우 계산 부담이 증대되지만 토크 정밀도와 MTPA 동특성을 만족할 수 있다. 그 중, 해석적 방법은 계산 부담이 매우 크고 영구자석의 쇄교자속, 정적 인덕턴스의 실시간 동시 추정이 어려워 수치 해법을 채택하는 것이 유리하다.

참고문헌 [44]에서 제안된 수치 해법을 통한 계산 방법의 경우 실시간 자속 및 동적 인덕턴스 정보에 기반하여 계산 부담을 최소화하면서 토크 정밀도 및 MTPA 운전을 동시에 만족할 수 있는 장점을 가진다. 하지만 앞에서 언급하였듯이 교차결합 현상의 미고려, 포화 영역 운전 시 뉴튼법의 불안정 우려, 최대 토크 운전 시 전류 해 발산의 우려가 존재한다. 이에 따라 자기포화 및 교차결합 현상, 운전 조건 변동에 따른 제정수 변동이 심한 최근 영구자석 전동기 구동 시스템에 적용할 경우 제한된 범위에서만 안정적으로 운전 가능하다. 따라서 기존 수치 해법의 장점을 유지하면서 포화 영역 운전 시에도 안정성을 보장할 수 있는 개선된 형태의 손실 최소화 운전 방안이 필요하다.

2.3 제안된 손실 최소화 운전 방안

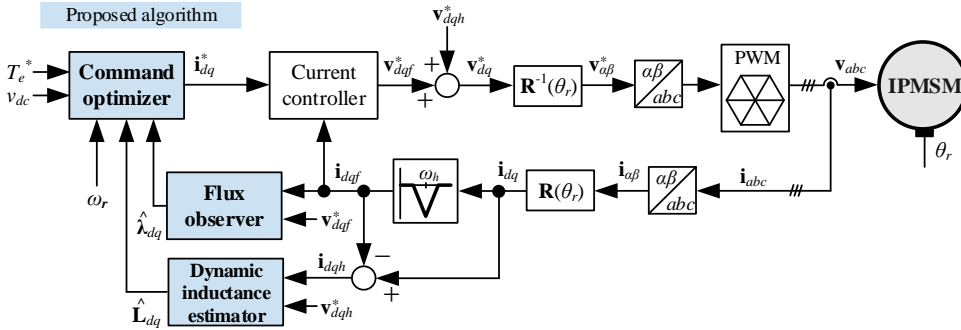


그림 2-12. 제안된 제어기의 전체 블록도

그림 2-12는 제안된 손실 최소화 운전 방안의 전체 제어기 블록도이다. 제안된 손실 최소화 운전 방안은 실시간 추정 제정수에 기반하여 최소 동손 제어를 하도록 구성된다. 이는 최소 동손 운전점의 실시간 계산을 위한 전류 지령 계산기(command optimizer), 영구자석 전동기의 제정수 추정을 위한 자속 관측기(flux observer), 동적 인덕턴스 추정기(dynamic inductance estimator), 총 세 가지 알고리즘을 포함한다. 이러한 제안된 알고리즘은 각 장에서 상세히 서술하도록 한다. 다만 기존 알고리즘과 비교하여 개별 알고리즘에서 개선된 점은 다음과 같다.

A. 전류 지령 계산기(command optimizer)

실시간 추정 제정수에 기반하여 최소 동손 운전점, 즉 최적 전류 지령을 계산하는 부분이다. 우선적으로 영구자석 전동기의 자기포화 및 교차결합 현상을 고려하여 더욱 정확한 최소 동손 운전 방정식을 정의한다. 또한 고토크 운전 시, 계산 알고리즘의 안정성을 보장하기 위해 기존의 여러 수치 해석 알고리즘을 비교하고 자기포화 및 제정수 오차에 보다 강인한 알고리즘을 선택하도록 한다. 이에 맞추어 MTPA 및 약자속 영역에서의 계산 알고리즘을 최적화하도록 한다.

또한 토크 지령 과도 시, 불안정 문제를 해결하기 위하여 토크 지령 제한기를 구현하도록 한다. 이를 위해 전류 및 전압 제한을 만족하는

최대 토크 지령을 계산 알고리즘을 통해 구한다. 이를 통해 토크 지령을 가용(available) 토크 범위 이하로 제한할 수 있게 된다.

B. 자속 관측기(flux observer)

제안된 전류 지령 계산기가 필요로 하는 고정자 자속 추정을 위해 전류 및 전압 정보에 기반한 기본과 자속 관측 방안을 제시한다. 자속 관측기는 센서 편향, 인버터 비선형성, 영구자석 전동기의 공간 고조파와 같은 DC 오프셋 및 고조파 외란에 의해 추정 성능의 저감이 발생할 수 있다. 따라서, 충분한 외란 억제와 가능하면서 계산 부담을 최소화할 수 있는 신호 처리 기법을 필요로 한다.

제안된 주파수 기반 자속 관측기의 경우 순수 적분기와 대역 통과 필터가 결합된 형태로 계산 부담을 저감하면서도 외란 및 고조파 영향을 최소화할 수 있다. 이를 통해 정지 좌표계 역기전력 신호에서 영구자석 기본과 자속 성분을 분리하여 추출할 수 있다. 또한 고조파 추출기를 추가적으로 사용하여 특정 고조파 성분을 확실하게 제거할 수 있다.

C. 동적 인덕턴스 추정기(dynamic inductance estimator)

제안된 전류 지령 계산기가 필요로 하는 동적 인덕턴스 정보를 위해 신호 주입에 기반한 동적 인덕턴스 추정기를 제안한다. 이를 위해 기존 신호 주입 알고리즘들을 비교하여 충분한 동특성 및 간단한 신호 처리 과정을 가지는 회전 벡터 전압 주입 방안을 채택하도록 한다. 이때 구형파(square wave) 주입을 통해 신호 주입 주파수를 샘플링 주파수의 1/4 까지 증대시켜 더욱 동특성을 향상시킬 수 있다.

기존의 신호 주입 알고리즘은 저속 운전 시 성능만을 확인하여 전동기 회전 시 나타나는 동기 좌표계 상호 교차항의 영향을 고려하지 않았다. 본 논문에서는 상호 교차항 성분을 고려한 고주파 임피던스 모델링을 통해 기존의 동적 인덕턴스 추정 성능을 개선하도록 한다. 이를 통해 고속 운전 시에도 정확한 동적 인덕턴스 추정이 가능하도록 한다.

제 3장 최소 동손 전류 지령 계산 알고리즘

본 장에서는 최소 동손 토크 제어를 위한 최적 전류 지령 계산기 구현 방안에 대해 설명하고자 한다. 우선 3.1절에서는 영구자석 전동기의 비선형 자속 모델에 기반하여 전류 및 전압 제한 조건을 만족하는 최소 동손 운전 방정식을 유도하도록 한다. 이는 운전 속도에 따라 MTPA 및 약자속 영역으로 나누어지며 비선형 연립 방정식 형태로 나타난다. 이를 통해 유도한 비선형 연립 방정식의 경우 여러 수치 해석 알고리즘을 통해 해를 구할 수 있다. 이에 따라 3.2절에서는 기존의 여러 수치 해석 알고리즘들을 비교 분석하여 가장 적합한 계산 방법을 선택하도록 한다. 또한 계산 방법 구현 시 필요한 여러 이득 선정 방안에 대해 언급하도록 한다.

한편, 수치 해석 알고리즘의 경우 비선형 연립 방정식의 해가 없을 경우 이를 구별해내지 못한다. 이에 따라 전류 및 전압 제한 조건을 넘어선 과도한 토크 지령 발생 시 이를 판별하지 못하고 잘못된 해를 출력하게 된다. 따라서 3.3절에서는 토크 지령이 제한 조건을 만족하도록 지령을 제한하는 토크 지령 제한기를 구현하도록 한다. 제안된 전류 지령 계산기 및 토크 지령 제한기의 경우 판별식을 통해 MTPA 및 약자속 영역을 구분하며 이를 통해 운전 영역을 절환할 수 있다. 3.4절에서는 운전 영역 판별 및 절환 방안에 대해서 언급하며 이를 통해 제안된 계산 알고리즘의 전체 구성을 제시한다.

이를 통해 MTPA 및 약자속 영역 모두에서 전류 및 전압 제한 조건을 만족하는 최소 동손 전류 토크 제어가 가능하다. 최종적으로 3.5절에서는 시뮬레이션 및 실험 검증을 통해 제안된 전류 지령 계산기 및 토크 지령 제한기의 성능을 확인해보도록 한다.

3.1 최소 동손 운전 방정식

일반적으로 전동기의 전자기적 손실은 동손과 철손의 합을 의미하나, 앞에서 언급하였듯이 실시간 운전 동안 추가적인 센서 없이 철손을 실시간으로 추정하는 것은 매우 어려운 일이다. 이에 따라 동손을 최소화하는 실시간 운전 방안이 실질적인 준-최적 방안(sub-optimal solution)으로 사용될 수 있다.

최소 동손 운전점을 찾는 문제는 기본적으로 토크 지령 조건이 제한 방정식, 전압 제한 조건이 제한 부등식으로 작용할 때 전류의 크기를 최소화하는 것이므로 식 (3.1)과 같이 나타낼 수 있다. 이와 같이 비선형 제한 조건이 있는 최적화 문제는 라그랑즈 승수법을 통해 해를 구할 수 있다. 이때 라그랑즈 함수는 식 (3.2)와 같이 정의할 수 있다. 이는 최소 전류 영역과 최대 전압 영역, 즉 MTPA 영역과 약자속 영역으로 나누어 비선형 연립 방정식 형태로 유도할 수 있다 [9].

$$\min i_d^2 + i_q^2, \quad \text{subject to } T_e^* = \frac{3P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d), \quad v_d^2 + v_q^2 \leq V_{\max}^2. \quad (3.1)$$

$$\mathcal{L}(i_d, i_q, \mu_c, \mu_v) = i_d^2 + i_q^2 + \mu_c \left(\frac{3P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) - T_e^* \right) + \mu_v (v_d^2 + v_q^2 - V_{\max}^2). \quad (3.2)$$

3.1.1 MTPA 영역

MTPA 영역의 경우, 토크 지령을 만족하는 최소 전류 크기를 찾는 문제로 정의할 수 있다. 이와 같은 최소 동손 운전은 식 (3.3)과 같은 제한 최적화 문제로 정의할 수 있다. 이는 다시 식 (3.4)와 같은 라그랑주 함수(Lagrangian function)로 나타낼 수 있고 라그랑주 승수법을 통해 풀 수 있다. 이러한 최적화 문제의 필요 조건(necessary condition)은 편미분을 통해 식 (3.5)와 같이 추출해낼 수 있다.

$$\min i_d^2 + i_q^2, \quad \text{subject to } T_e^* = \frac{3P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d). \quad (3.3)$$

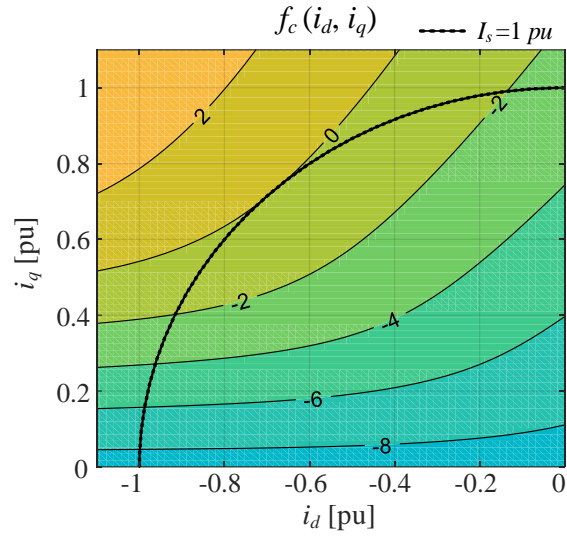
$$\mathcal{L}(i_d, i_q, \mu) = i_d^2 + i_q^2 + \mu_c \left(\frac{3P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) - T_e^* \right). \quad (3.4)$$

$$\begin{cases} 0 = \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mu_c} = \frac{3P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) - T_e^*, \\ 0 = \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial i_d} = 2i_d + \mu_c \frac{3P}{2}(L_{dd} i_q - \lambda_q - L_{qd} i_d), \\ 0 = \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial i_q} = 2i_q + \mu_c \frac{3P}{2}(\lambda_d + L_{dq} i_q - L_{qq} i_d). \end{cases} \quad (3.5)$$

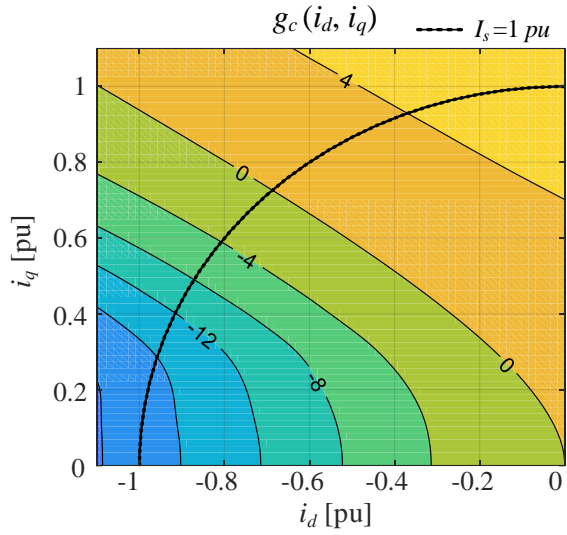
이는 다시 d-축, q-축 전류, 즉 $\mathbf{i}_{dq} \equiv (i_d, i_q)$ 를 미지수로 갖는 비선형 연립 방정식(nonlinear simultaneous equation) 형태로 유도될 수 있다. 이때, 고정자 쇄교자속 $\boldsymbol{\lambda}_{dq} \equiv (\lambda_d, \lambda_q)$ 와 동적 인덕턴스 $\mathbf{L}_{dq} \equiv (L_{dd}, L_{dq}, L_{qd}, L_{qq})$ 는 전류에 따른 함수로 정의 가능하다. 결과적으로, 토크 방정식 $f_c(i_d, i_q)$ 는 식 (3.6), MTPA 방정식 $g_c(i_d, i_q)$ 는 식 (3.7)과 같이 유도될 수 있다.

$$f_c(i_d, i_q) = (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) - \frac{2T_e^*}{3P} = 0. \quad (3.6)$$

$$g_c(i_d, i_q) = (\lambda_d - L_{qq} i_d + L_{dq} i_q) i_d + (\lambda_q + L_{qd} i_d - L_{dd} i_q) i_q = 0. \quad (3.7)$$



(a) 토크 방정식 ($T_e^* = 1.0$ pu)



(b) MTPA 방정식

그림 3-1. 토크 및 MTPA 방정식의 등고선 지도

그림 3-1(a)는 최대 토크 운전 시, 즉 $T_e^* = 1$ pu 일 경우 전류 평면에서 토크 방정식 $f_c(i_d, i_q)$ 의 등고선(equi-potential) 지도를 나타낸다. 유사하게 그림 3-1(b)는 MTPA 방정식 $g_c(i_d, i_q)$ 의 등고선 지도를 나타낸다. 토크 및 MTPA 방정식을 동시에 만족하는 지점, 즉 0에 도달하는 교점은 그림 3-1(a)와 (b)를 겹침(overlap)으로써 쉽게 파악할 수 있다. 하지만 DSP에서 이러한 도식 해법(graphical solution)을 실제 구현하는 것은 비효율적이다.

이보다 DSP에서 적절한 수치 해석 알고리즘을 구현하여 올바른 해를 찾아내는 것이 안정성 및 계산 부담 측면에서 유리하다.

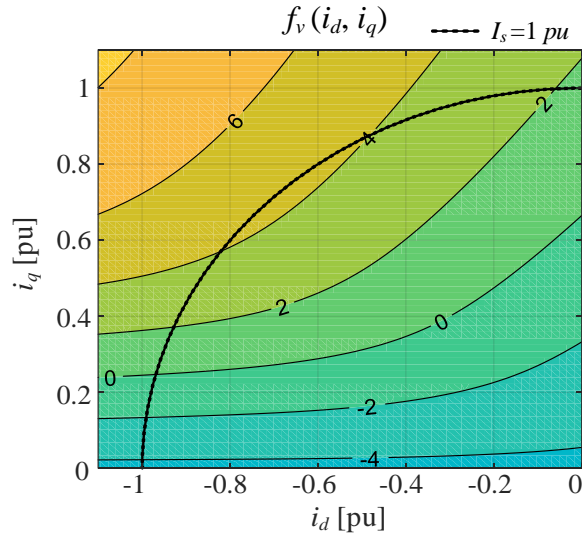
3.1.2 약자속 영역

약자속 영역의 경우 최소 동손 운전점은 전압 제한원 상에 위치하며, 이러한 전압 제한원 상에서 토크 지령을 만족하는 전류 해를 찾는 문제로 정의할 수 있다. 따라서 약자속 영역의 최소 동손 운전은 토크 방정식과 전압 제한 방정식을 동시에 만족하는 비선형 연립 방정식 형태로 유도할 수 있다. 이때, 토크 방정식 $f_v(i_d, i_q)$ 는 식 (3.8), 전압 제한 방정식 $g_v(i_d, i_q)$ 은 식 (3.9)와 같이 유도할 수 있다. 여기서 전압 제한치 V_{max} 는 합성 가능 전압에 전류 제어를 위한 여분(margin)을 약간 두는 형태로 설정한다. 전압 제한은 전압 육각형 내접원 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 을 기준으로 여분 $(1 - \eta)$ 를 두도록 식 (3.10)과 같이 설정하도록 한다.

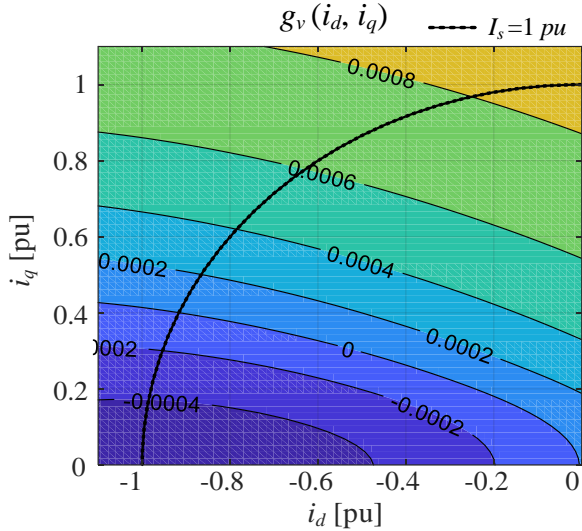
$$f_v(i_d, i_q) = (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) - \frac{2T_e^*}{3P} = 0. \quad (3.8)$$

$$g_v(i_d, i_q) = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right)^2 + \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right)^2 - \frac{V_{max}^2}{\omega_r^2} \right\} = 0. \quad (3.9)$$

$$V_{max} = \eta \cdot \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}. \quad (3.10)$$



(a) 토크 방정식 ($T_e^* = 0.5$ pu)



(b) 전압 제한 방정식 ($\eta = 0.9, \omega_r = 1.5$ pu)

그림 3-2. 토크 및 전압 제한 방정식의 등고선 지도

마찬가지로 토크 및 전압 제한 방정식의 등고선을 전류 평면에서 나타낼 수 있다. 그림 3-2(a)는 $T_e^* = 0.5$ pu 일 경우 토크 방정식 $f_v(i_d, i_q)$, 그림 3-2(b)는 전압 여분을 10 % 두었을 때 ($\eta = 0.9$), $\omega_r = 1.5$ pu 일 경우 전압 제한 방정식 $g_v(i_d, i_q)$ 의 등고선 지도를 나타낸다. 이러한 두 등고선 지도를 겹침으로써 토크 및 전압 제한 방정식을 동시에 만족하는 지점을 찾을 수 있고, 바로 이 지점이 최소 동손 운전점으로 볼 수 있다. 이 또한 수치 해석 알고리즘을 통해 구할 수 있다.

3.2 제안된 전류 지령 계산기 [49]

3.2.1 수치 해석 알고리즘의 검토

A. 비제한적 최적화 문제(unconstrained optimization problem) 정의

유도된 비선형 연립 방정식의 해는 수치 해석 알고리즘을 통해 구할 수 있다. 이를 위해 우선적으로 목적 함수(objective function)를 식 (3.11)과 같은 연립 방정식의 오차 제곱 합(error sum of squares) 형태로 표현한다. 이때, 각 방정식의 비중은 비례 계수(scaling factor) (k_f , k_g)를 조절하여 변동할 수 있다. 이러한 목적 함수의 최소 값은 0이므로, 이 목적 함수의 최소점을 찾을 수 있다면 연립 방정식의 해를 수치 해석적으로 유도해낼 수 있게 된다. 결과적으로 연립 방정식의 오차 제곱 합을 최소화하도록 하는 비제한적 최적화 문제로 정의할 수 있다.

$$E(\mathbf{x}) = \mathbf{F}(\mathbf{x})^T \mathbf{F}(\mathbf{x}) = k_f^2 f(\mathbf{x})^2 + k_g^2 g(\mathbf{x})^2, \quad (3.11)$$

여기서, $\mathbf{x} = \mathbf{i}_{dq} = [i_d \ i_q]^T$, $\mathbf{F}(\mathbf{x}) = [k_f f(i_d, i_q) \ k_g g(i_d, i_q)]^T$.

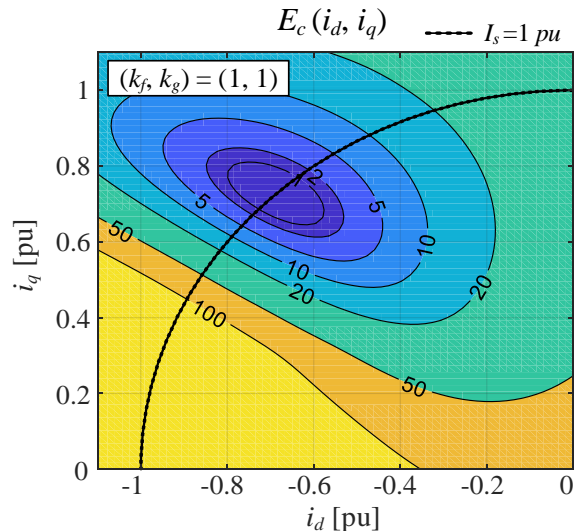


그림 3-3. 오차 제곱 합의 등고선 지도 – MTPA 영역

그림 3-3은 MTPA 영역 최대 토크 운전 시, 전류 평면에서 오차 제곱 합 $E_c(i_d, i_q)$ 의 등고선 지도를 나타낸다. 이때, 비례계수 (k_f , k_g)는 (1, 1)으로 설정하였다. 여기서 토크 및 MTPA 방정식을 동시에 만족하는 지점, 즉

$f_c(i_d, i_q) = 0$ 과 $g_c(i_d, i_q) = 0$ 을 동시에 만족하는 교점은 $E_c(i_d, i_q) = 0$ 이 되는 지점으로 표현할 수 있다.

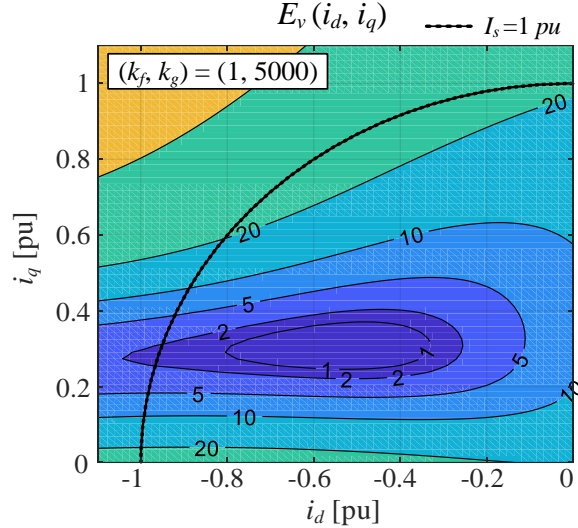


그림 3-4. 오차 제곱 합의 등고선 지도 - 약자속 영역

그림 3-4는 약자속 운전 시, 전류 평면에서 오차 제곱합 $E_v(i_d, i_q)$ 의 등고선 지도를 나타낸다. 이때, 토크 지령, 부하 속도, 전압 여분은 그림 3-2의 조건과 동일하다. 마찬가지로 토크 및 전압 제한 방정식을 동시에 만족하는 지점, 즉 $f_v(i_d, i_q) = 0$ 과 $g_v(i_d, i_q) = 0$ 을 동시에 만족하는 교점은 식 (3.11)과 같은 오차 제곱합 $E_v(i_d, i_q)$ 가 0 이 되는 지점으로 표현할 수 있다. 이때, 비례 계수 (k_f, k_g) 는 $(1, 5000)$ 으로 설정하였다.

등고선 지도를 통해 목적 함수 $E(i_d, i_q)$ 의 국부 최소점들(local minima)은 존재하지 않으며, 최소점(minimum point)은 단 하나만 존재한다는 것을 파악할 수 있다. 따라서, 국부 최소점 수렴에 대한 우려 없이 수치 해석 알고리즘을 통해 쉽게 전역 최소점(global minimum)으로 수렴 가능하다. 이러한 목적 함수의 최소 값을 찾기 위해서 비선형 최소 자승 문제(non-linear least square problem)를 풀기 위한 수치 해석 알고리즘을 적용할 수 있다. 이는 기존 전류 지령 $\mathbf{x}_0 \equiv (i_{d0}, i_{q0})$ 에서 출발하여 최적 전류 지령 $\mathbf{x}^* = (i_d^*, i_q^*)$ 에 도달하기 위한 반복 과정으로 볼 수 있다.

B. 수치 해석 알고리즘(numerical algorithm)들의 비교

기존 여러 논문에서 비제한적 최적화 문제를 풀기 위한 다양한 수치 해석 알고리즘이 연구되었다 [50]–[52]. 그 중에서 대표적인 알고리즘인 경사 하강법(gradient descent), 가우스-뉴튼법(Gauss-Newton Algorithm, GNA), 레벤버그-마쿼트법(Levenberg-Marquardt Algorithm, LMA)을 비교 검증한다.

우선적으로 경사 하강법은 기울기에 비례하는 크기로 이동하면서 해를 찾아가는 방식으로 가장 단순하고 직관적인 방식이다. 이는 각 단계(step)마다 식 (3.12)와 같이 기울기, 즉 경사(gradient) 자체에만 의존하여 운전점을 이동하도록 하는 방식이다. 이때, 수렴 속도는 단계 폭(step length) α_k 를 통해 조절할 수 있다.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - \alpha_k \cdot \nabla E(\mathbf{x}_k) = \mathbf{x}_k - \alpha_k \cdot \mathbf{J}(\mathbf{x}_k)^T \mathbf{F}(\mathbf{x}_k). \quad (3.12)$$

여기서 경사 $\nabla E(\mathbf{x}_k)$ 는 식 (3.13), 야코비안 행렬(Jacobian matrix) $\mathbf{J}(\mathbf{x}_k)$ 는 식 (3.14)와 같이 정의한다.

$$\nabla E(\mathbf{x}_k) = \mathbf{J}(\mathbf{x}_k)^T \mathbf{F}(\mathbf{x}_k). \quad (3.13)$$

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}_k) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f(i_d, i_q)}{\partial i_d} & \frac{\partial f(i_d, i_q)}{\partial i_q} \\ \frac{\partial g(i_d, i_q)}{\partial i_d} & \frac{\partial g(i_d, i_q)}{\partial i_q} \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

이러한 경사 하강법의 수렴 속도(convergence speed)는 기울기에 비례하여 변동하므로 해에 근접할수록 수렴 속도가 급격히 느려지는 문제가 발생한다. 수렴 속도는 목적 함수의 기울기 변동 정보를 통해 개선할 수 있으나 강사 하강법에서는 이를 고려하지 않는다. 이러한 기울기 변동에 대한 고려 없이 단순히 단계 폭을 증대시킨다면, 이로 인해 안정성이 감소하게 된다. 수렴 속도를 증대하기 위해서는 각 단계마다 단계 폭 α_k 를 순시적으로 변경하여야 하지만 이는 쉬운 일이 아니다.

가우스-뉴튼법은 수렴 속도를 증대시키기 위해 기울기 뿐만 아니라 기울기 변동 정보까지 이용한다. 이때 단계 폭은 식 (3.15)와 같이 기울기 변동에 반비례하여 설정되게 된다. 즉, 기울기 변동이 급격하면 단계 폭을 적게 설정하고, 기울기 변동이 거의 없으면 단계 폭을 크게 설정하여 최적 운전점을 찾아가도록 한다. 이를 통해 가우스-뉴튼법은 경사 하강법에 비해 더욱 빠르게 해를 찾을 수 있다는 장점을 가진다. 이러한 가우스-뉴튼법은 비선형 연립 방정식을 풀기 위한 뉴튼법, 즉 뉴튼-랩슨법(Newton-Raphson method)과 동일한 식을 가지게 된다.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - \mathbf{H}(\mathbf{x}_k)^{-1} \nabla E(\mathbf{x}_k) = \mathbf{x}_k - \mathbf{J}(\mathbf{x}_k)^{-1} \mathbf{F}(\mathbf{x}_k). \quad (3.15)$$

여기서 헤시안 행렬(Hessian matrix) $\mathbf{H}(\mathbf{x}_k)$ 는 식 (3.16)과 같이 정의되며 이는 목적 함수 $E(\mathbf{x}_k)$ 의 곡률(curvature)에 비례한다.

$$\mathbf{H}(\mathbf{x}_k) = \mathbf{J}(\mathbf{x}_k)^T \mathbf{J}(\mathbf{x}_k). \quad (3.16)$$

하지만, 가우스-뉴튼법은 운전점이 해에 충분히 가깝지 않다면 수렴하지 못할 우려가 존재한다. 특히 야코비안 행렬이 특이 행렬(singular matrix)이거나 이에 가까운 악-조건(ill-conditioned)일 경우, 해에 수렴하지 못할 확률이 증대된다. 즉, 야코비안 행렬이 특이 행렬에 가까워질수록 이로 인해 단계 폭이 크게 증대되며 이로 인해 운전점이 계속해서 크게 변동하게 된다. 이러한 불안정성은 과부하 운전 시 특히 자주 발생하게 되며 이로 인해 최적 운전점에 수렴하지 못하고 진동하게 된다 [47].

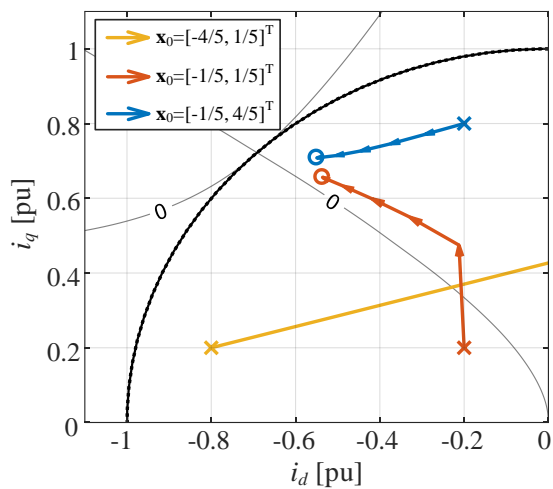
레벤버그-마쿼트법은 경사 하강법과 가우스-뉴튼법의 이점이 결합된 방식으로 식 (3.17)과 같은 형태를 가지게 된다. 여기서 μ_k 는 감쇠비(damping coefficient)로 정의되며 각 단계마다 기존 헤시안 행렬과의 가중치를 맞추기 위해 감쇠비에 헤시안 행렬의 대각 성분 $diag(\mathbf{H}(\mathbf{x}_k))$ 을 곱하도록 설정한다.

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{x}_k - \{\mathbf{H}(\mathbf{x}_k) + \mu_k \cdot \text{diag}(\mathbf{H}(\mathbf{x}_k))\}^{-1} \nabla E(\mathbf{x}_k) \\ &= \mathbf{x}_k - \{\mathbf{H}(\mathbf{x}_k) + \mu_k \cdot \text{diag}(\mathbf{H}(\mathbf{x}_k))\}^{-1} \mathbf{J}(\mathbf{x}_k)^T \mathbf{F}(\mathbf{x}_k) .\end{aligned}\quad (3.17)$$

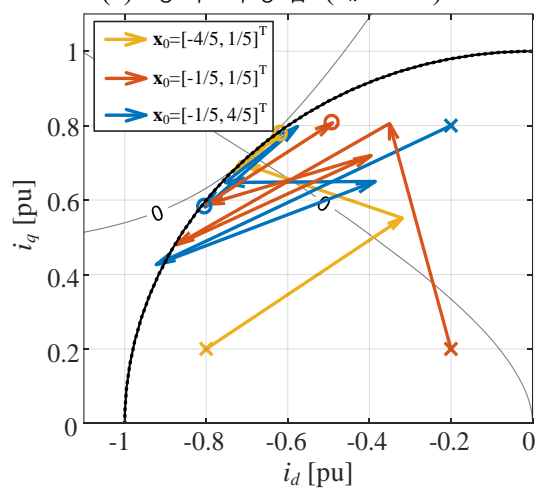
레벤버그-마쿼트법은 댐핑 성분 $\mu_k \cdot \text{diag}(\mathbf{H}(\mathbf{x}_k))$ 을 포함하여 가우스-뉴턴법에 비해 특이 행렬에 가까워질 위험성이 감소하며 이로 인해 안정성이 증대된다. 즉, 운전점이 해로부터 멀리 떨어진 경우 댐핑 성분으로 인해 단계 폭이 제한되고 이를 통해 안정적으로 최적 운전점에 수렴할 수 있다.

레벤버그-마쿼트법은 기울기 곡률 뿐만 아니라 감쇠비를 통해 단계 폭이 자동으로 조절되며, 이를 통해 각 단계마다 단계 폭을 신뢰할 수 있는 영역(trust-region) 이내로 제한할 수 있다. 따라서, 가우스-뉴턴법에 신뢰 영역 방법(trust-region method)이 결합된 형태로 해석되기도 한다 [50]. 결과적으로 레벤버그-마쿼트법은 해가 멀리 떨어져 있을 경우 단계 폭이 신뢰 영역 이하로 제한되어 경사 하강법과 유사하게 동작하고, 해가 근처에 있을 경우 단계 폭이 신뢰 영역 내에 존재하므로 가우스-뉴턴법과 유사하게 동작한다. 이로 인해 자기포화가 거의 없는 영역만 아니라 포화가 심한 영역에서도 단계 폭을 자동으로 조절하여 빠르고 안정적으로 해를 찾을 수 있다.

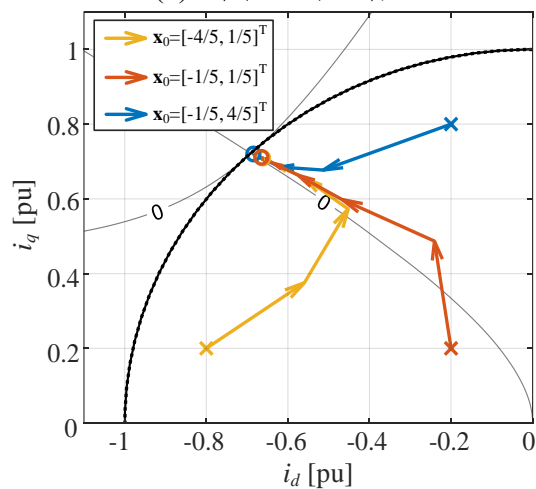
이때, 가우스-뉴턴법과 레벤버그-마쿼트법의 비중은 감쇠비 μ_k 를 통해 변경할 수 있다. μ_k 가 0에 가까워질수록 가우스-뉴턴법과 유사해지며, μ_k 가 커지면 경사 하강법에 가까워진다. 따라서 안정성을 향상시키고 싶을 경우 μ_k 를 증대하여 단계 폭을 줄이고, 반대로 수렴 속도를 향상시키고 싶을 경우 μ_k 를 감소시켜 단계 폭을 늘이도록 한다. 필요 시, 운전점에 따라 이러한 감쇠비를 변동하도록 설정할 수 있다.



(a) 경사 하강법 ($\alpha_k = 200$)



(b) 가우스-뉴턴법



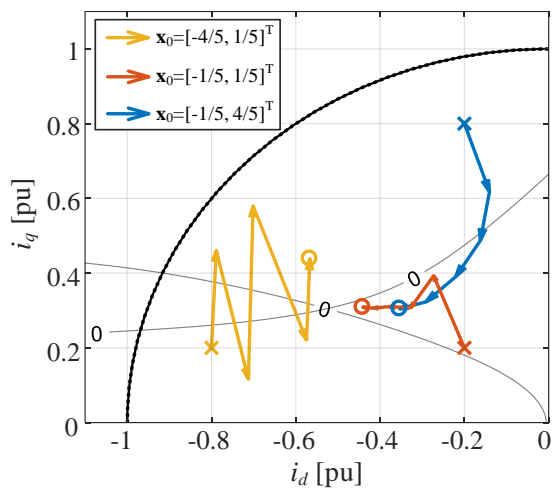
(c) 레벤버그-마퀴트법 ($\mu_k = 1$)

그림 3-5. 계산 알고리즘에 따른 전류 지령 궤적 - MTPA 영역

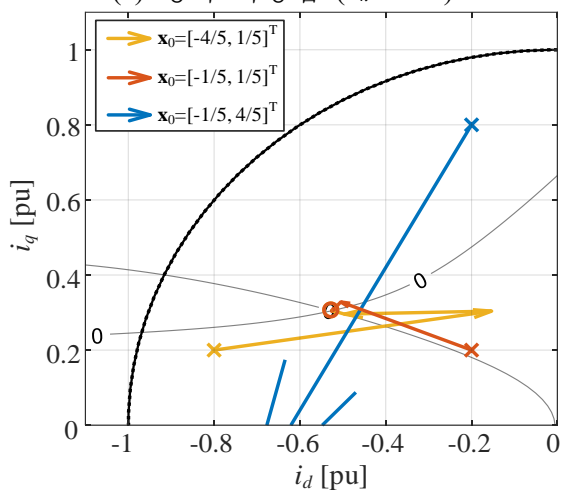
각 계산 알고리즘 간 성능 비교를 위해 그림 3-5와 같이 MTPA 영역에서 계산 알고리즘에 따른 전류 지령의 궤적을 비교하였다. 이때 기존과 동일하게 토크 지령은 최대 토크(1 pu), 반복 횟수(iteration number, N)는 5번으로 설정하였다. 또한 시작 운전점 \mathbf{x}_0 은 가위표(cross), 최종 운전점 \mathbf{x}_N 은 공표(circle)로 표시하였다. 이때, 전류 지령은 여러 번의 계산 후에 최적 해 $\mathbf{x}^* = [-0.69 \text{ pu}, 0.72 \text{ pu}]^T$ 에 도달하여야 한다.

경사 하강법의 경우, 그림 3-5(a)와 같이 시작 운전점에 따라 수렴 속도가 느리거나 혹은 너무 빨라서 발산할 위험이 존재한다. 이를 통해 단계 폭 α_k 에 따라 경사 하강법의 성능이 크게 변동하는 것을 알 수 있다. 이를 개선하기 위해서는 토크 지령과 운전점에 맞추어 α_k 를 수정하여야 하지만 이를 실시간으로 수행하기는 쉽지 않다. 가우스-뉴턴법의 경우, 그림 3-5(b)와 같이 동작 운전점이 최적 운전점으로부터 멀어질 경우 최적 운전점에 잘 수렴하지 못한다. 특히 최대 토크를 출력해야하는 과부하 운전의 경우, 야코비안 행렬이 악-조건에 해당하게 되고 이로 인해 전류 지령이 진동하는 현상을 발견할 수 있었다. 하지만 레벤버그-마쿼트법의 경우, 그림 3-5(c)와 같이 수 번의 계산만으로도 최적 운전점에 수렴하는 것을 확인할 수 있었다. 이를 통해 레벤버그-마쿼트법은 과포화 영역 운전 시에도 충분히 안정적으로 동작함을 알 수 있다. 즉, 기존의 뉴턴법이 아닌 레벤버그-마쿼트법을 적용함으로써 최소 동손 운전 알고리즘의 동작을 과포화 영역까지 확대할 수 있다.

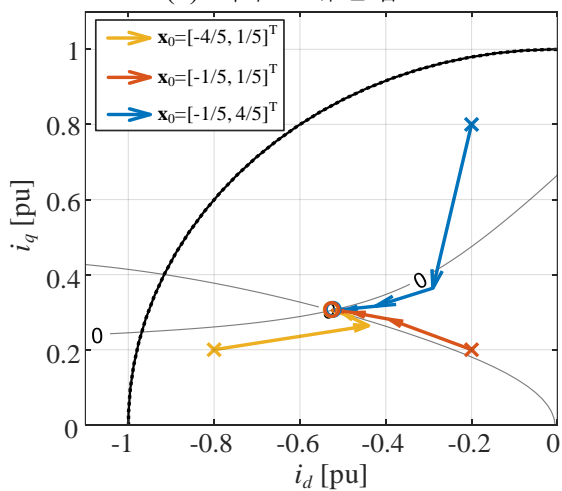
마찬가지로 그림 3-6과 같이 약자속 영역에서도 계산 알고리즘에 따른 전류 지령을 비교할 수 있다. 이때, 운전 조건은 $T_e^* = 0.5 \text{ pu}$, $\omega_r = 1.5 \text{ pu}$, $\eta = 0.9$ 로 그림 3-2의 조건과 동일하다. 경사 하강법의 경우, 그림 3-6(a)와 같이 시작 운전점에 따라 전류 지령이 진동하는 현상이 발생한다. 또한 가우스-뉴턴법의 경우, 그림 3-6(b)와 같이 동작 운전점이 최적 운전점으로부터 멀어질 경우 최적 운전점에 잘 수렴하지 못한다. 하지만 레벤버그-마쿼트법의 경우, 그림 3-6(c)와 같이 수 번의 계산만으로도 진동 없이 안정적으로 최적 운전점에 수렴하는 것을 확인할 수 있었다.



(a) 경사 하강법 ($\alpha_k = 500$)



(b) 가우스-뉴턴법



(c) 레벤버그-마퀴트법 ($\mu_k = 0.5$)

그림 3-6. 계산 알고리즘에 따른 전류 지령 궤적 - 약자속 영역

C. 제정수 민감도(parameter sensitivity) 분석

수치 해석 알고리즘의 경우 조건수(condition number) 측면에서 비교될 수 있다. 조건수는 입력 변수의 작은 변화에 대해서 함수가 얼마나 변화할 수 있는지에 대한 추정 값을 의미하며 작은 조건수를 가질수록 제정수 오차에 대해 더욱 강인하다고 볼 수 있다. 이때, 레벤버그-마퀴트법의 조건수 $\kappa_\mu(\mathbf{J})$ 는 식 (3.18)과 같이 정의할 수 있다 [51]. 이러한 식 (3.18)은 야코비안 행렬 $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ 에 약간의 섭동(small perturbation)을 주입하였을 때, 수치 해석 알고리즘의 민감도(sensitivity)를 표현한다.

$$\kappa_\mu(\mathbf{J}) = \|\mathbf{H}(\mathbf{x}) + \mu \cdot \text{diag}(\mathbf{H}(\mathbf{x}))\| \|\mathbf{J}(\mathbf{x})\|. \quad (3.18)$$

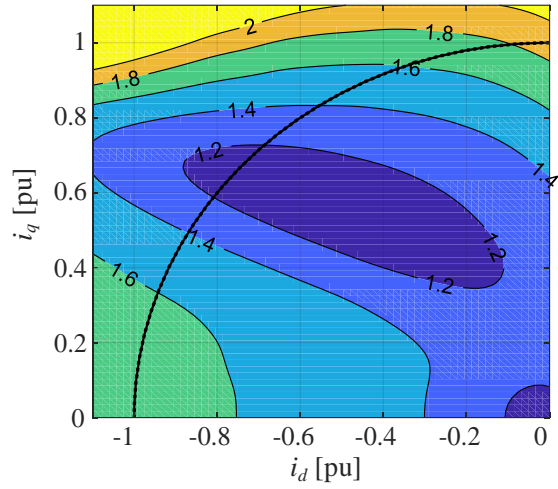
여기서, $\|\cdot\|$ 는 노름(norm), μ 는 감쇠비를 의미한다.

참고문헌 [51]은 레벤버그-마퀴트법의 단계 폭에 해당하는 행렬, 즉 $\{\mathbf{H}(\mathbf{x}) + \mu \cdot \text{diag}(\mathbf{H}(\mathbf{x}))\}^{-1}$ 이 최대 계수(full-rank)를 가질 경우 조건수 $\kappa_\mu(\mathbf{J})$ 를 정의하고 해당 의미를 서술하였다. 식 (3.19)와 같은 섭동된 야코비안 행렬(perturbed matrix)을 주입하였을 때, 이로 인한 운전점 변동은 식 (3.20)과 같이 정의할 수 있다. 이때, 섭동으로 인한 운전점 오차는 식 (3.21)과 같이 제한된다. 이는 야코비안 행렬의 섭동 성분, 즉 제정수 오차(errors in Jacobian matrix) \mathbf{E} 로 인해 발생할 수 있는 최대 오차가 감쇠비 μ 에 의해 제한될 수 있음을 보여준다. 마찬가지로 선형화된 연립 방정식 $\mathbf{F}(\mathbf{x})$ 에 포함된 비선형 오차(nonlinear residual)의 영향도 제한할 수 있다. 이를 통해 감쇠비 μ 를 증대시켜 레벤버그-마퀴트법의 단계 폭을 줄인다면 운전점 오차를 감쇄할 수 있음을 직관적으로 알 수 있다. 이러한 상관 관계는 노름의 특성을 이용한다면 식 (3.18)과 같은 조건수 $\kappa_\mu(\mathbf{J})$ 를 통해 표현 가능하다.

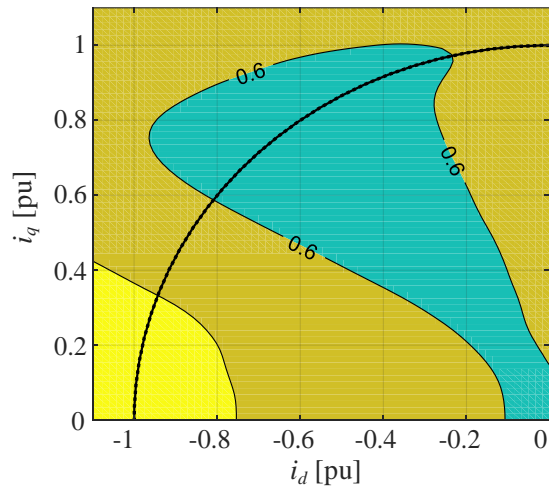
$$\tilde{\mathbf{J}}(\mathbf{x}) = \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{E}. \quad (3.19)$$

$$\tilde{\mathbf{x}} = -\{\tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{x}) + \mu \cdot \text{diag}(\tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{x}))\}^{-1} \tilde{\mathbf{J}}(\mathbf{x}) \mathbf{F}(\mathbf{x}). \quad (3.20)$$

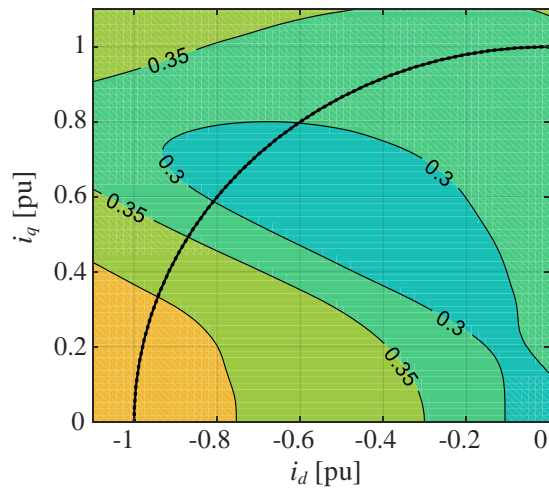
$$\begin{aligned} \|\tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{x}\| \leq & \left\{ \left\| \{\mathbf{H}(\mathbf{x}) + \mu \cdot \text{diag}(\mathbf{H}(\mathbf{x}))\}^{-1} \tilde{\mathbf{J}}^T(\mathbf{x}) \right\| \|\tilde{\mathbf{x}}\| \right. \\ & \left. + \left\| \{\mathbf{H}(\mathbf{x}) + \mu \cdot \text{diag}(\mathbf{H}(\mathbf{x}))\}^{-1} \right\| \|\mathbf{F}(\mathbf{x})\| \|\mathbf{E}(\mathbf{x})\| \right\}. \end{aligned} \quad (3.21)$$



(a) 가우스-뉴턴법: $\mu_c = 0$



(b) 레벤버그-마쿼트법: $\mu_c = 1$

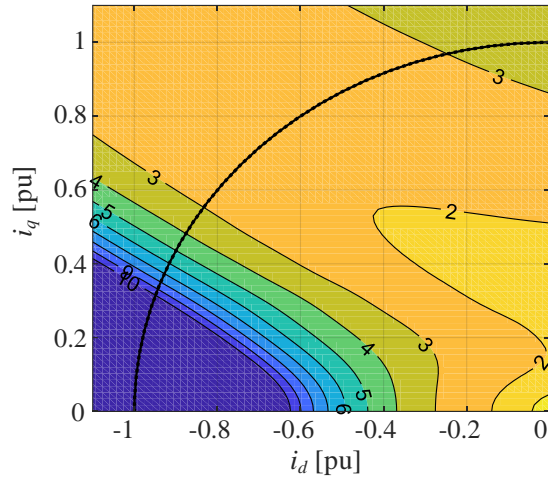


(c) 레벤버그-마쿼트법: $\mu_c = 3$

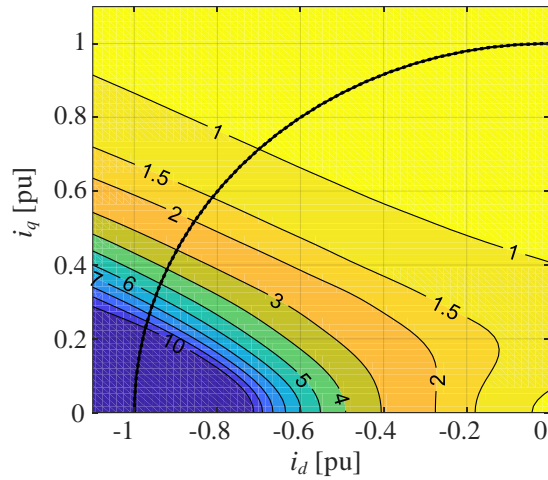
그림 3-7. 감쇠비에 따른 조건수 변동 - MTPA 영역

그림 3-7 은 MTPA 영역에서 최대 토크 운전 시 감쇠비 μ_c 의 변동에 따른 조건수 $\kappa_\mu(\mathbf{J})$ 를 나타낸다. 이때 $\kappa_\mu(\mathbf{J})$ 가 줄어들수록 야코비안 행렬의 오차 성분, 즉 제정수 오차에 대해 수치 해석 알고리즘이 더욱 강인하다는 것을 보여준다. 그림 3-7(a)는 μ_c 가 0 일 때, 즉 가우스-뉴튼법 적용 시 조건수를 의미한다. 또한 그림 3-7(b)와 (c)는 레벤버그-마쿼트법 적용 시, μ_c 를 각각 1 및 3 으로 설정하였을 때 조건수를 의미한다. 이를 통해 감쇠비 μ_c 가 증가함에 따라 조건수 $\kappa_\mu(\mathbf{J})$ 가 계속해서 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 이는 감쇠비가 커질수록 야코비안 행렬의 오차와 비선형 오차의 영향이 줄어드는 것을 의미한다. 즉 감쇠비가 커질수록 제정수 오차 및 비선형 연립 방정식의 선형화로 인해 발생한 오차의 영향을 감소시킬 수 있다. 결과적으로 가우스-뉴튼법에 비해 레벤버그-마쿼트법의 안정성이 더욱 향상됨을 민감도 해석을 통해 수치적으로 확인할 수 있다.

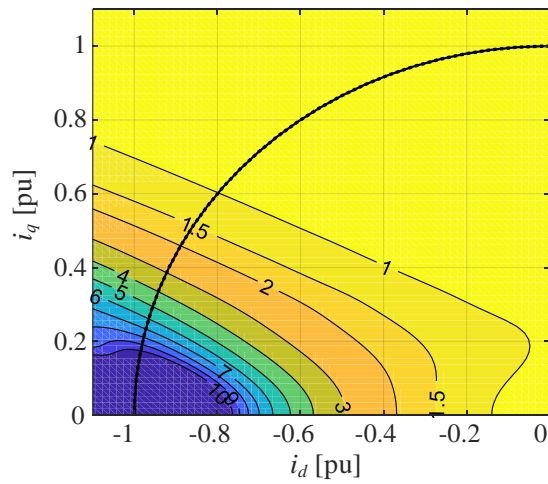
마찬가지로 그림 3-8 은 약자속 영역에서 감쇠비 μ_v 변동에 따른 조건수 $\kappa_\mu(\mathbf{J})$ 를 나타낸다. 이때 운전 조건은 $T_e^* = 0.5$ pu, $\omega_r = 1.5$ pu, $\eta = 0.9$ 로 그림 3-2 의 조건과 동일하다. 그림 3-8(a)는 μ_v 가 0 일 때, 즉 가우스-뉴튼법 적용 시 조건수를 의미한다. 또한 그림 3-8(b)는 레벤버그-마쿼트법 적용 시, μ_v 를 0.5, 그림 3-8(c)는 μ_v 를 1 으로 설정하였을 때 조건수를 의미한다. 여기서도 감쇠비 μ_v 가 증가함에 따라 조건수 $\kappa_\mu(\mathbf{J})$ 가 계속해서 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 따라서, 약자속 영역에서도 기존 가우스-뉴튼법에 비해 제안된 레벤버그-마쿼트법의 안정성이 더욱 향상됨을 민감도 해석을 통해 확인할 수 있다.



(a) 가우스-뉴턴법: $\mu_v = 0$



(b) 레벤버그-마쿼트법: $\mu_v = 0.5$



(c) 레벤버그-마쿼트법: $\mu_v = 1$

그림 3-8. 감쇠비에 따른 조건수 변동 - 약자속 영역

3.2.2 레벤버그-마쿼트법의 감쇠비 영향 고찰

A. 감쇠비 변동 영향 분석

앞에서도 언급하였듯이 레벤버그-마쿼트법의 수렴 속도 및 안정성은 감쇠비 μ_k 에 따라 변동하게 된다. 이러한 수렴 속도 및 안정성 사이의 비율은 μ_k 를 통해 변경 가능하며, 이는 반복 과정동안 목적 함수 $E(i_d, i_q)$ 의 감쇄 정도를 고려하여 변경될 수 있다. 감쇠비 μ_k 는 목적함수의 실제 감쇄 정도와 선형화된 모델에서 예측된 감쇄 정도 사이의 비율을 의미하는 이득 비율(gain ratio)을 통해 계속해서 갱신될 수 있다 [50], [52]. 이러한 이득 비율은 식 (3.22)와 같이 정의 가능하다. 이때, $E(\mathbf{x}_k + \mathbf{h}_{LM})$ 은 예측 운전점에서의 실제 목적 함수이며 $L(\mathbf{h})$ 는 선형화된 모델에서의 예측 목적 함수로 볼 수 있다. 이를 다시 정리하면 식 (3.23)과 같이 현재 운전점 \mathbf{x}_k 와 예측 운전점 \mathbf{x}_{k+1} 에 기반한 수식으로 나타낼 수 있다.

$$\rho_k = \frac{E(\mathbf{x}_k) - E(\mathbf{x}_k + \mathbf{h}_{LM})}{L(0) - L(\mathbf{h}_{LM})}. \quad (3.22)$$

$$\text{여기서, } L(\mathbf{h}) = \frac{1}{2} (\mathbf{F}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}(\mathbf{x})\mathbf{h})^T (\mathbf{F}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}(\mathbf{x})\mathbf{h}).$$

$$\mathbf{h}_{LM} = \mathbf{x}_{k+1} - \mathbf{x}_k = -\{\mathbf{H}(\mathbf{x}_k) + \mu_k \cdot \text{diag}(\mathbf{H}(\mathbf{x}_k))\}^{-1} \mathbf{J}(\mathbf{x}_k)^T \mathbf{F}(\mathbf{x}_k).$$

$$\rho_k = \frac{\frac{1}{2} \mathbf{F}(\mathbf{x}_k)^T \mathbf{F}(\mathbf{x}_k) - \frac{1}{2} \mathbf{F}(\mathbf{x}_{k+1})^T \mathbf{F}(\mathbf{x}_{k+1})}{\frac{1}{2} \mathbf{h}_{LM}^T \{\mu_k \cdot \text{diag}(\mathbf{H}(\mathbf{x}_k)) \mathbf{h}_{LM} - \mathbf{J}(\mathbf{x}_k)^T \mathbf{F}(\mathbf{x}_k)\}}. \quad (3.23)$$

하지만 목적 함수 $E(\mathbf{x}_k + \mathbf{h}_{LM})$ 의 계산을 위해서는 예측 운전점, 즉 다음 운전점에서의 전동기 제정수 정보를 미리 가지고 있어야 한다. 따라서, 이득 비율을 통해 감쇠비를 실시간 갱신하는 방안과 실시간 제정수 추정 알고리즘을 동시에 적용하는 것은 쉽지 않다. 또한 실시간으로 이득 비율을 구하고 감쇠비를 갱신하여 다시 계산을 수행하는 것은 DSP에 추가적인 부담을 주게 된다.

따라서, 영구자석 전동기의 제정수를 알고 있을 경우 감쇠비 변동 없이 감쇠비 μ_k 를 과포화 운전 시에도 안정적인 동작이 가능한 최대

값으로 일정하게 두는 것이 적합하다. 즉, 최악의 동작 상황(worst-operation condition)에서도 동작이 가능한 일정 감쇠비 μ_c (MTPA 영역), μ_v (약자속 영역)를 설정한다. 이렇게 일정 감쇠비를 사용하면 수렴 속도를 일부 희생하게 되지만 레벤버그-마쿼트법의 재계산 횟수를 최소화할 수 있어 계산 부담을 줄일 수 있다.

레벤버그-마쿼트법 적용 시 감쇠비에 따른 성능 변동을 살펴보기 위해 그림 3-9와 같이 시뮬레이션을 수행하였다. 여기서 부하 속도 ω_{rm} 은 0.5 pu으로 일정하게 두어 MTPA 영역에서 동작하도록 하며, 토크 지령 T_e^* 는 0.3 pu에서 1.0 pu으로 증가하였다가 0.3 초 후에 다시 0.3 pu으로 감소하도록 한다. 이때, 일정 감쇠비 μ_c 값에 따른 저토크 및 고토크 운전 시 레벤버그-마쿼트법의 수렴 속도 및 안정성을 확인하도록 한다. 안정성은 참조표 $i_{dq, Table}^*$ 와 계산된 전류 지령 $i_{dq, Calc}^*$ 간의 비교 혹은 출력 토크 T_e^* 의 진동 여부를 통해 검증할 수 있다.

우선 그림 3-9(a)를 통해 감쇠비 μ_c 가 0.1로 설정할 경우, 저토크 운전 시에는 진동 없이 안정적으로 전류 지령을 계산하나 고토크 운전 시에 전류 지령이 크게 진동함을 알 수 있다. 이로 인해 포화가 심한 고토크 운전 영역에서 과도한 토크 진동이 발생하게 된다. 하지만, 그림 3-9(b)와 같이 μ_c 를 3.0으로 증대할 경우, 고토크 영역에서도 안정적인 전류 지령 계산이 가능하며 토크 진동을 억제할 수 있다. 이를 통해 제안된 레벤버그-마쿼트법의 경우 댐핑 성분의 증대를 통해 전 운전 영역에서 안정적인 동작이 가능함을 확인할 수 있다. 또한 빠른 토크 지령 변동에도 충분한 동특성을 가질 수 있다. 마찬가지로 μ_c 를 10.0으로 더욱 높일 경우, 그림 3-9(c)와 같이 고토크 운전 시에도 안정적인 전류 지령 계산이 가능하다. 이때 댐핑 성분의 증대로 인해 과도 상태에서의 수렴 속도가 다소 감소하게 된다. 하지만, 감쇠비의 큰 증대에도 불구하고 토크 지령 변동에 대해 수십 ms 내에 충분히 따라갈 수 있다.

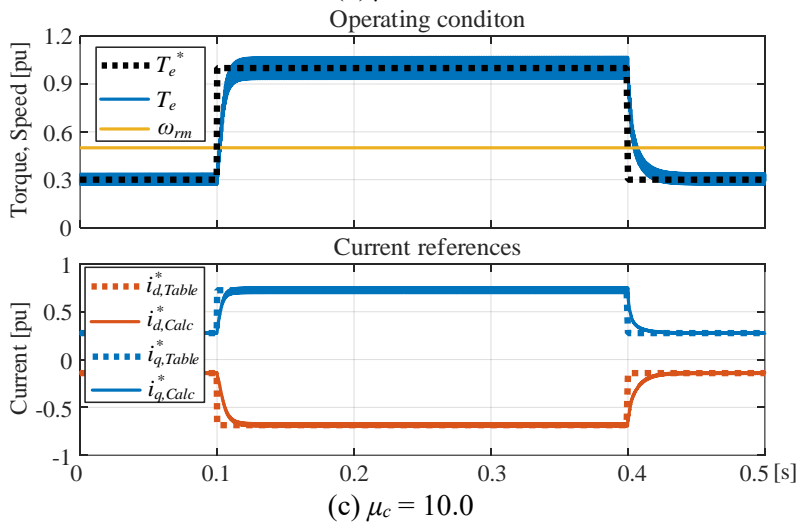
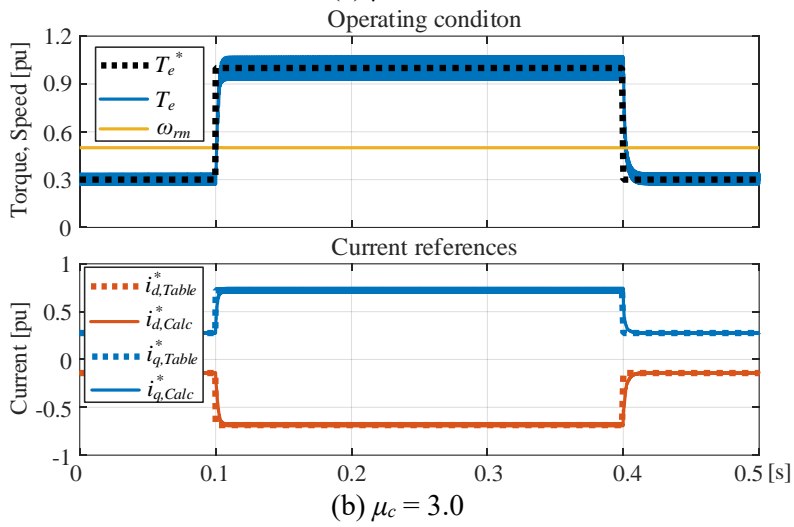
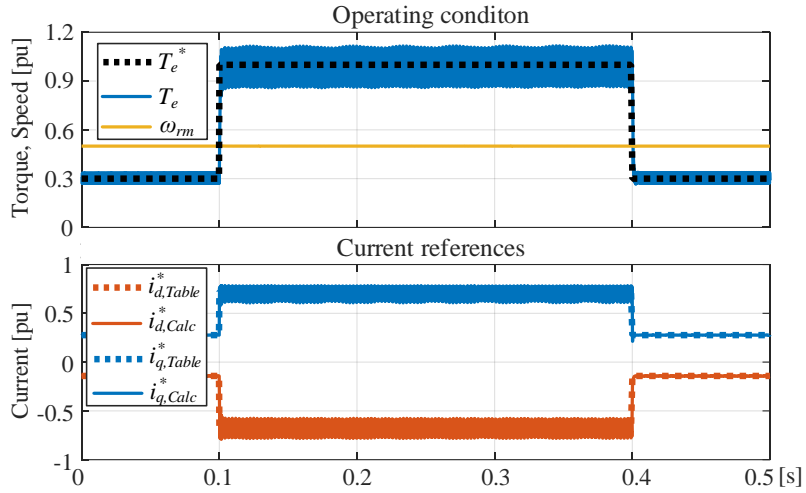


그림 3-9. 시뮬레이션: 일정 감쇠비에 따른 레벤버그-마쿼트법 성능

B. 감쇠비 실시간 갱신 방안

레벤버그-마쿼트법의 감쇠비 μ_k 설정이 어려운 경우, 이득 비율 ρ_k 에 기반한 실시간 감쇠비 갱신 알고리즘이 검토될 수 있다. 앞서 식 (3.23)으로 정의된 이득 비율 계산을 위해서는 현재 운전점 \mathbf{x}_k 만 아니라 예측 운전점 \mathbf{x}_{k+1} 에서의 전동기 제정수 정보를 미리 가지고 있어야 한다. 반면에 이득 비율 ρ_{k-1} 의 경우, 이전 운전점 \mathbf{x}_{k-1} 과 현재 운전점 \mathbf{x}_k 의 정보를 통해 식 (3.24)와 같이 얻을 수 있다. 여기서, 개별 함수 $\mathbf{F}(\mathbf{x})$, $\mathbf{J}(\mathbf{x})$, $\mathbf{H}(\mathbf{x})$ 는 전류 지령 계산기 동작 시 사용되므로 추가적인 계산 부담 없이 ρ_{k-1} 를 간단히 계산할 수 있다. 결과적으로 1 계산 주기(calculation period, T_{calc})만큼 지연된 이득 비율을 통해 쉽게 실시간 감쇠비 갱신 방안을 구현할 수 있다.

$$\rho_{k-1} = \frac{\mathbf{F}(\mathbf{x}_{k-1})^T \mathbf{F}(\mathbf{x}_{k-1}) - \mathbf{F}(\mathbf{x}_k)^T \mathbf{F}(\mathbf{x}_k)}{(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_{k-1})^T \{\mu_{k-1} \cdot \text{diag}(\mathbf{H}(\mathbf{x}_{k-1}))(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_{k-1}) - \mathbf{J}(\mathbf{x}_{k-1})^T \mathbf{F}(\mathbf{x}_{k-1})\}}. \quad (3.24)$$

이득 비율 ρ_{k-1} 의 분모(denominator)는 목적함수 $E(\mathbf{x}_k)$ 의 예측 감쇄 값, 분자(nominator)는 실제 감쇄 값을 의미한다. 여기서, ρ_{k-1} 가 작거나 음(-)일 경우 예측과 달리 감쇄가 충분하지 않거나 불안정함을 뜻한다. 반면에 ρ_{k-1} 가 클 경우 예측보다 빠르게 근에 가까워짐을 뜻한다. 따라서, ρ_{k-1} 이 작을 경우 감쇠비 μ_k 를 증가시켜 안정도 향상시킬 수 있으며 ρ_{k-1} 가 클 경우 μ_k 를 감소시켜 수렴 속도를 증대할 수 있다. 이는 식 (3.25)와 같은 감쇠비 갱신 알고리즘을 통해 구현될 수 있다.

$$\begin{aligned} & \text{if } \rho_k < \rho_{low} \quad \mu_k = k_{inc} \cdot \mu_{k-1} \\ & \text{elseif } \rho_k > \rho_{high} \quad \mu_k = k_{dec} \cdot \mu_{k-1} \\ & \text{else} \quad \mu_k = \mu_{k-1}. \end{aligned} \quad (3.25)$$

이러한 감쇠비 갱신 알고리즘의 이득 선정 방법은 기존 몇몇 논문에서 다뤄져 왔다 [52]. 본 논문에서는 식 (3.26)의 감쇠비 갱신 알고리즘을 적용하였을 때 제안된 전류 지령 계산기의 성능을 확인하도록 한다.

$$\begin{aligned}
& \text{if } \rho_k < 0.2 \quad \mu_k = 1.002\mu_{k-1} \\
& \text{elseif } \rho_k > 2.0 \quad \mu_k = \mu_{k-1}/1.01 \\
& \text{else} \quad \mu_k = \mu_{k-1}.
\end{aligned} \tag{3.26}$$

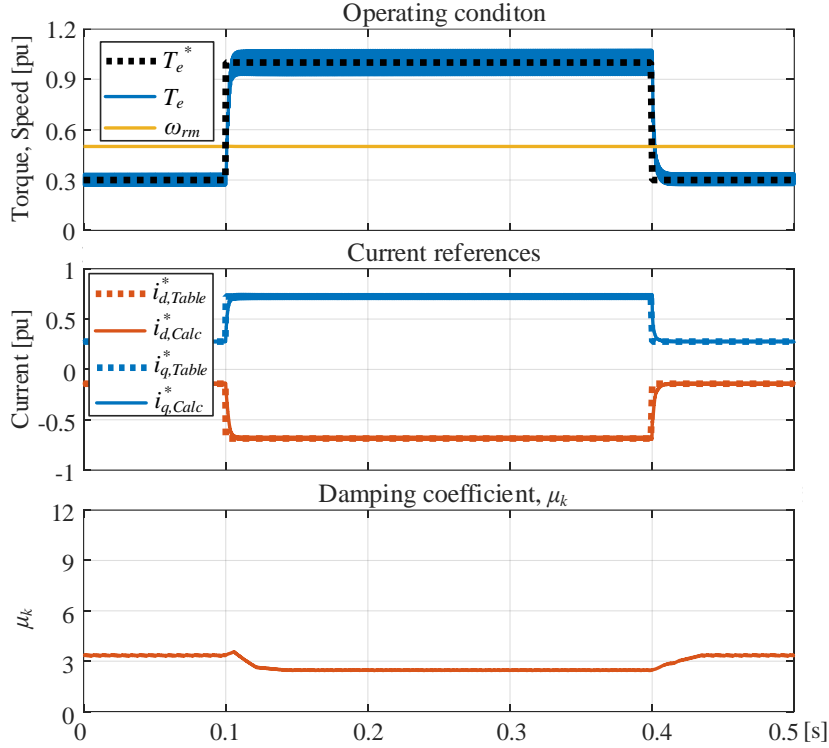


그림 3-10. 시뮬레이션: 감쇠비 갱신에 따른 레벤버그-마쿼트법 성능

그림 3-10은 그림 3-9와 동일한 조건 하에서 감쇠비 갱신에 따른 레벤버그-마쿼트법의 성능을 보여준다. 감쇠비 갱신 알고리즘 적용 시, 감쇠비 μ_k 설정이 자연스럽게 이루어지며 결과적으로 빠른 토크 지령 변동에도 충분히 빠르고 안정적인 동작이 가능함을 보여준다.

이때, μ_k 는 감쇠비 갱신 알고리즘에 의해 운전 조건에 적합한 값으로 수렴하게 된다. 따라서 저토크 및 고토크 영역에서 서로 다른 μ_k 를 갖는 것을 확인할 수 있으며, 시험용 전동기의 경우 두 영역 모두 3.0 근방에 설정되게 된다. 이는 적절한 고정 감쇠비 적용 시에도 충분히 빠르고 안정적인 동작이 가능함을 마찬가지로 보여준다.

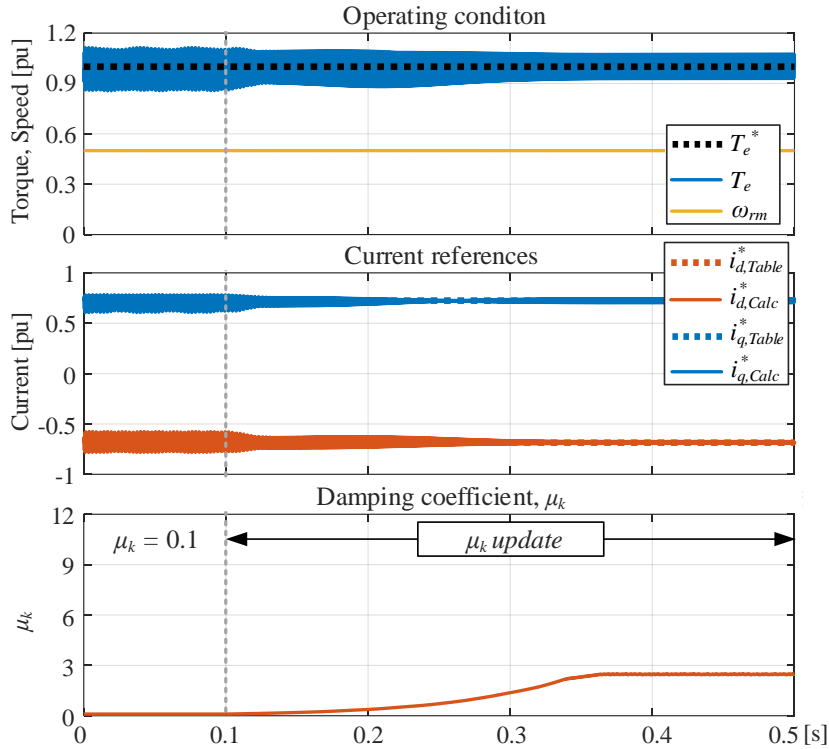


그림 3-11. 시뮬레이션: 감쇠비 갱신 알고리즘 적용 시 성능 변동

그림 3-11 은 포화 영역 운전 시 감쇠비 갱신 알고리즘 적용에 따른 성능 개선을 보여준다. 감쇠비 μ_k 를 0.1 으로 낮게 설정할 경우, 고토크 운전 영역에서 전류 지령과 출력 토크가 크게 진동함을 확인할 수 있다. 하지만 실시간 감쇠비 갱신 알고리즘을 도입할 경우, 감쇠비 μ_k 가 점차 증대하여 전류 지령 계산기의 안정적인 동작을 가능하게 한다. 또한 충분히 안정적으로 동작하게 되면 감쇠비 μ_k 가 일정한 값으로 수렴되는 것을 확인할 수 있다. 이와 같이 제안된 전류 지령 계산기가 과포화 영역에서 진동하는 경우, 감쇠비 갱신 알고리즘 적용을 통해 불안정 현상을 억제할 수 있다. 또한 최악 동작 상황에서도 동작 가능한 일정 감쇠비 μ_c, μ_v 를 구할 수 있다.

3.2.3 계산 알고리즘의 구현

전류 지령 계산기의 안정성과 수렴 속도를 보장하면서 동시에 계산 부담을 최소화하기 위해서는 수치 해석 알고리즘 동작 주파수(calculation rate, f_{calc}) 및 반복 횟수(iteration number, N)를 적절히 선정하여야 한다. 충분한 동특성을 가지기 위해 전류 지령 계산기의 대역폭 f_{calc} 는 전류 제어기 대역폭 f_{cc} 보다 높아야 한다. 일반적으로 전류 제어기 대역폭은 샘플링 주파수 f_{samp} 의 $1/5 \sim 1/10$ 정도로 선정되며 따라서 전류 지령 계산기의 동작 주파수는 식 (3.27)과 같이 전류 제어기 대역폭과 샘플링 주파수의 사이 값으로 설정되어야 한다.

$$f_{cc} \leq f_{calc} \leq f_{samp} . \quad (3.27)$$

이때, 실제 계산 부담은 동작 주파수와 반복 횟수의 곱에 비례하여 증대하게 된다. DSP의 계산 부담 측면에서 여러 번의 반복 계산을 한 번에 하는 것보다 여러 동작점에서 나누어 실시하는 것이 유리하다. 또한 자주 수치 해석 알고리즘을 수행하여야 운전 조건 변동에 대해서도 강인하게 동작할 수 있다. 따라서 반복 횟수 N 은 1 회로 제한하고 동작 주파수 f_{calc} 를 최대화하도록 한다. 해당 조건 하에서도 충분한 안정성과 수렴 속도를 가짐을 시뮬레이션 및 실험 결과를 통해 확인하였다.

한편 포화가 적은 영구자석 전동기의 경우, 레벤버그-마쿼트법에 비해 계산 부담이 적은 가우스-뉴튼법이 좋은 대안이 될 수 있다. 또는 DSP의 부담을 추가적으로 줄이기 위해 가우스-뉴튼법과 레벤버그-마쿼트법을 혼합한 방안을 채택할 수 있다. 이와 같은 경우, 포화가 적은 저토크 운전 시에는 가우스-뉴튼법을 포화가 심한 고토크 운전 시에는 레벤버그-마쿼트법을 적용하도록 최적화할 수 있다. 이는 감쇠비 μ_k 를 운전 조건 및 포화 정도에 따라 변경하도록 설정하여 쉽게 구현할 수 있다. 즉, 저포화된 전동기 혹은 저토크 운전 시에는 감쇠비 μ_k 를 0으로 설정하여 레벤버그-마쿼트법을 쉽게 가우스-뉴튼법으로 변경 가능하다.

이와 같은 특성을 고려하였을 때, MTPA 및 약자속 영역에서의 최소 동손 운전점은 다음과 같은 행렬식 계산을 통해 유도될 수 있다.

A. MTPA 영역(MTPA region)

레벤버그-마쿼트법에 기반하여 MTPA 영역에서 최소 동손 운전점은 식 (3.28)을 통해 구할 수 있다. 이를 위해 사용되는 MTPA 및 토크 방정식은 식 (3.29), 야코비안 행렬은 식 (3.30)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{i}_{dq}^* = \mathbf{i}_{dq} - \{\mathbf{J}_c(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{J}_c(\mathbf{i}_{dq}) + \mu_c \cdot \text{diag}(\mathbf{J}_c(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{J}_c(\mathbf{i}_{dq}))\}^{-1} \mathbf{J}_c(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{F}_c(\mathbf{i}_{dq}). \quad (3.28)$$

$$\mathbf{F}_c(\mathbf{i}_{dq}) = \begin{bmatrix} f_c(i_d, i_q) \\ g_c(i_d, i_q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) - \frac{2T_e^*}{3P} \\ (\lambda_d - L_{qq} i_d + L_{dq} i_q) i_d + (\lambda_q + L_{qd} i_d - L_{dd} i_q) i_q \end{bmatrix}. \quad (3.29)$$

$$\mathbf{J}_c(\mathbf{i}_{dq}) = \begin{bmatrix} -\lambda_q - L_{qd} i_d + L_{dd} i_q & \lambda_d - L_{qq} i_d + L_{dq} i_q \\ \lambda_d + (L_{dd} - 2L_{qq}) i_d + (L_{dq} + 2L_{qd}) i_q & \lambda_q + (2L_{dq} + L_{qd}) i_d + (L_{qq} - 2L_{dd}) i_q \end{bmatrix}. \quad (3.30)$$

B. 약자속 영역(flux-weakening region)

레벤버그-마쿼트법에 기반하여 약자속 영역에서 최소 동손 운전점은 식 (3.31)을 통해 구할 수 있다. 이를 위해 사용되는 토크 및 전압 제한 방정식은 식 (3.32), 야코비안 행렬은 식 (3.33)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{i}_{dq}^* = \mathbf{i}_{dq} - \{\mathbf{J}_v(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{J}_v(\mathbf{i}_{dq}) + \mu_v \cdot \text{diag}(\mathbf{J}_v(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{J}_v(\mathbf{i}_{dq}))\}^{-1} \mathbf{J}_v(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{F}_v(\mathbf{i}_{dq}). \quad (3.31)$$

$$\mathbf{F}_v(\mathbf{i}_{dq}) = \begin{bmatrix} f_v(i_d, i_q) \\ g_v(i_d, i_q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) - \frac{2T_e^*}{3P} \\ \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right)^2 + \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right)^2 - \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2} \right\} \end{bmatrix}. \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_v(\mathbf{i}_{dq}) &= \begin{bmatrix} -\lambda_q - L_{qd} i_d + L_{dd} i_q & \lambda_d - L_{qq} i_d + L_{dq} i_q \\ \left(\frac{R_s}{\omega_r} - L_{qd} \right) \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right) + L_{dd} \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right) & \left(\frac{R_s}{\omega_r} + L_{dq} \right) \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right) - L_{qq} \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right) \end{bmatrix} \\ &\triangleq \begin{bmatrix} -\lambda_q - L_{qd} i_d + L_{dd} i_q & \lambda_d - L_{qq} i_d + L_{dq} i_q \\ L_{dd} \lambda_d + L_{qd} \lambda_q & L_{dq} \lambda_d + L_{qq} \lambda_q \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.33)$$

위에서 볼 수 있듯이 MTPA 및 약자속 영역에서 최소 동손 운전점은 2 × 2 행렬 연산에 의해 쉽게 추출할 수 있다.

3.3 제안된 토크 지령 제한기

영구자석 전동기의 최대 가용 토크(maximum available torque)는 전류 및 전압 제한에 의해서 결정된다. 일반적으로 최대 고정자 전류 I_{max} 는 인버터의 전류 정격과 인버터 및 전동기의 열적 제한(thermal constraint)에 의해 식 (3.34)와 같이 결정된다. 이는 전동기, 인버터의 방열 조건과 전류 인가 시간에 따라 합리적으로 결정되어야 하며 운전 조건, 주변 온도 및 냉각 방법에 따라 수시로 변할 수 있다 [8]. 따라서 참고문헌 [53]과 같이 능동 열 관리(active thermal management)에 기반하여 전류 정격을 변동하는 운전 전략 또한 도입 가능하다.

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{max}^2. \quad (3.34)$$

최대 고정자 전압 V_{max} 는 주로 직류단 전압 V_{dc} 에 결정되며 같은 직류단 전압에서도 PWM 방법에 따라 고정자 전압의 최대 크기는 달라진다. 일반적인 공간벡터 PWM(Space Vector PWM, SVPWM)을 사용할 경우 선형적으로 얻을 수 있는 최대 전압은 전압 육각형 내접원인 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 이 되며 제어의 안정성을 고려하였을 때 최대 전압 제한 V_{max} 는 제어 여분 $(1 - \eta)$ 를 고려하여 식 (3.35)로 둘 수 있다 [8]. 이는 앞에서 언급한 전압 제한 식 (3.10)과 일치한다. 이와 같이 V_{max} 가 결정되게 되면 인버터의 출력 전압은 식 (3.36)의 전압 제한 조건을 만족하여야 한다.

$$V_{max} = \eta \cdot (V_{dc} / \sqrt{3}) \quad (3.35)$$

$$v_d^2 + v_q^2 \leq V_{max}^2 \quad (3.36)$$

따라서 이와 같은 전류 및 전압 제한 조건을 만족하도록 토크 지령은 실시간으로 제한되어야 한다. 이는 식 (3.37)과 같이 비선형 제한 조건이 있는 최적화 문제로 정의할 수 있다. 마찬가지로 라그랑즈 승수법에 기반할 경우 이는 일정 토크 영역, 일정 출력 영역, 감쇄 출력 영역으로 나누어 비선형 연립 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\max T_e = \frac{3P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d), \quad \text{subject to } i_d^2 + i_q^2 \leq I_{max}^2, \quad v_d^2 + v_q^2 \leq V_{max}^2. \quad (3.37)$$

3.3.1 최대 토크 운전 방정식

A. 일정 토크 영역(constant torque region)

일정 토크 영역에서 최대 토크는 전류 제한에 의해서만 결정되게 된다. 따라서, 일정 토크 영역에서 최대 토크가 발생하는 운전점을 찾는 문제는 식 (3.38)과 같이 전류 제한을 만족하는 최대 토크를 찾는 제한 최적화 문제로 정의할 수 있다. 이러한 최대 토크 운전 방정식은 3.1 절과 마찬가지로 라그랑주 승수법을 통해 유도할 수 있다. 따라서 식 (3.39)와 같은 라그랑주 함수로 나타낼 수 있으며 필요 조건은 편미분을 통해 식 (3.40)과 같이 추출해낼 수 있다.

$$\max T_e = \frac{3P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d), \quad \text{subject to } I_{\max}^2 = i_d^2 + i_q^2. \quad (3.38)$$

$$\mathcal{L}(i_d, i_q, v_c) = \frac{3P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) + v_c(i_d^2 + i_q^2 - I_{\max}^2). \quad (3.39)$$

$$\begin{cases} 0 = \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial v_c} = i_d^2 + i_q^2 - I_{\max}^2, \\ 0 = \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial i_d} = \frac{3P}{2}(-\lambda_q - L_{qd} i_d + L_{dd} i_q) + v_c(2i_d), \\ 0 = \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial i_q} = \frac{3P}{2}(\lambda_d - L_{qq} i_d + L_{dq} i_q) + v_c(2i_q). \end{cases} \quad (3.40)$$

이는 다시 d-축 전류, q-축 전류를 미지수로 가지는 2 개의 비선형 방정식으로 단순화할 수 있다. 이때 전류 제한 방정식 $p_c(i_d, i_q)$ 는 식 (3.41), MTPA 방정식 $q_c(i_d, i_q)$ 는 식 (3.42)와 같이 유도할 수 있다. 유도한 MTPA 방정식은 앞에서 유도한 MTPA 방정식 $g_c(i_d, i_q)$ (식 (3.7))와 완전히 동일하다.

$$p_c(i_d, i_q) = i_d^2 + i_q^2 - I_{\max}^2 = 0. \quad (3.41)$$

$$q_c(i_d, i_q) = (\lambda_d - L_{qq} i_d + L_{dq} i_q)i_d + (\lambda_q + L_{qd} i_d - L_{dd} i_q)i_q = 0. \quad (3.42)$$

B. 일정 출력 영역(constant power region)

일정 출력 영역에서 최대 토크는 전류 제한원과 전압 제한원이 마주치는 교점에서 발생한다. 즉, 일정 출력 영역에서 최대 토크는 전류 제한과 전압 제한이 동시에 적용되는 지점에서 발생한다. 이는 전류 제한 방정식과 전압 제한 방정식을 동시에 만족하는 비선형 연립 방정식 형태로 정의할 수 있다. 이때, 전류 제한 방정식 $p_v(i_d, i_q)$ 는 식 (3.43), 전압 제한 방정식 $q_v(i_d, i_q)$ 는 식 (3.44)와 같이 나타난다. 마찬가지로 전압 제한 방정식은 전류 지령 계산기에서 사용한 전압 제한 방정식 $g_v(i_d, i_q)$ (식 (3.9))와 완전히 동일하다.

$$p_v(i_d, i_q) = i_d^2 + i_q^2 - I_{\max}^2 = 0. \quad (3.43)$$

$$q_v(i_d, i_q) = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right)^2 + \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right)^2 - \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2} \right\} = 0. \quad (3.44)$$

C. 감쇄 출력 영역(reduced power region, characteristic region)

감쇄 출력 영역에서 최대 토크는 전압 제한에 의해서만 결정되게 된다. 따라서 감쇄 출력 영역에서 최대 토크를 구하는 문제는 식 (3.45)와 같이 전압 제한을 만족하는 최대 토크를 찾는 제한 최적화 문제로 정의할 수 있다. 앞의 다른 영역에서와 마찬가지로 식 (3.46)과 같은 라그랑주 함수로 나타낼 수 있으며 필요 조건은 편미분을 통해 식 (3.47)과 같이 추출해낼 수 있다.

$$\max T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d), \quad \text{subject to} \quad \frac{1}{2} \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2} = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right)^2 + \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right)^2 \right\}. \quad (3.45)$$

$$\mathcal{L}(i_d, i_q, \nu_r) = \frac{3P}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) + \frac{1}{2} \nu_r \left\{ \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right)^2 + \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right)^2 - \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2} \right\}. \quad (3.46)$$

$$\begin{cases} 0 = \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \nu_r} = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right)^2 + \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right)^2 - \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2} \right\}, \\ 0 = \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial i_d} = \frac{3P}{2} (-\lambda_q - L_{qd} i_d + L_{dd} i_q) + \nu_r \left\{ \left(\frac{R_s}{\omega_r} - L_{qd} \right) \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right) + L_{dd} \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right) \right\}, \\ 0 = \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial i_q} = \frac{3P}{2} (\lambda_d - L_{qq} i_d + L_{dq} i_q) + \nu_r \left\{ \left(\frac{R_s}{\omega_r} + L_{dq} \right) \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right) - L_{qq} \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right) \right\}. \end{cases} \quad (3.47)$$

이는 다시 2 개의 비선형 방정식으로 단순화할 수 있다. 이때 전압 제한 방정식 $p_r(i_d, i_q)$ 는 식 (3.48), MTPV 방정식 $q_r(i_d, i_q)$ 는 식 (3.49)와 같이 유도할 수 있다. 이때, 단위 전압당 최대 토크(Maximum Torque Per Voltage, MTPV) 운전은 간단히 MTPV 운전으로 불린다. 감쇄 출력 영역은 고속에서 나타나므로 전압 제한 및 MTPV 방정식의 저항 성분을 무시하면 더욱 간략화하여 나타낼 수 있다.

$$p_r(i_d, i_q) = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right)^2 + \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right)^2 - \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2} \right\} \triangleq \frac{1}{2} (\lambda_d^2 + \lambda_q^2 - \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2}) = 0. \quad (3.48)$$

$$\begin{aligned} q_r(i_d, i_q) &= (\lambda_q + L_{qd} i_d - L_{dd} i_q) \left\{ \left(\frac{R_s}{\omega_r} + L_{dq} \right) \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right) - L_{qq} \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right) \right\} \\ &\quad + (\lambda_d - L_{qq} i_d + L_{dq} i_q) \left\{ \left(\frac{R_s}{\omega_r} - L_{qd} \right) \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right) + L_{dd} \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right) \right\} \\ &\triangleq (\lambda_q + L_{qd} i_d - L_{dd} i_q)(L_{dq} \lambda_d + L_{qq} \lambda_q) + (\lambda_d - L_{qq} i_d + L_{dq} i_q)(L_{qd} \lambda_q + L_{dd} \lambda_d) = 0. \end{aligned} \quad (3.49)$$

마찬가지로 이러한 비선형 연립 방정식의 해는 수치 해석 알고리즘을 통해 유도할 수 있다.

3.3.2 계산 알고리즘의 구현

최소 동손 운전 시와 마찬가지로 최대 토크 크기 및 최대 토크 운전점은 수치 해석 알고리즘을 통해서 구할 수 있다. 이때 비선형 연립 방정식은 식 (3.50)과 같은 목적 함수 $R(i_d, i_q)$ 를 최소화하는 비제한적 최적화 문제로 정의할 수 있다.

$$R(i_d, i_q) = \frac{1}{2} \{ p(i_d, i_q)^2 + q(i_d, i_q)^2 \}. \quad (3.50)$$

마찬가지로 수치 해석 알고리즘은 안정성과 수렴 속도 사이의 균형(trade-off)을 고려하여 가장 적합한 알고리즘을 선택하여야 한다. 여러 알고리즘 중에 진동 없이 최소한의 계산으로 수렴할 수 있는 방안으로 레벤버그-마쿼트법을 채택하였다.

A. 일정 토크 영역(constant torque region)

레벤버그-마쿼트법에 기반하여 일정 토크 영역에서 최대 토크 운전점은 식 (3.51)을 통해 구할 수 있다. 여기서 사용되는 전류 제한 및 MTPA 방정식은 식 (3.52), 야코비안 행렬은 식 (3.53)과 같이 정의된다. 최대 토크 운전점에서 발생하는 최대 토크는 식 (3.54)와 같이 유도할 수 있다. 이때 적용되는 d-축 및 q-축 자속은 선형화된 자속 모델에 기반하여 추정할 수 있다.

$$\mathbf{i}_{dq, \max}^* = \mathbf{i}_{dq} - \{\mathbf{J}_{pc}(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{J}_{pc}(\mathbf{i}_{dq}) + \mu_{pc} \cdot \text{diag}(\mathbf{J}_{pc}(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{J}_{pc}(\mathbf{i}_{dq}))\}^{-1} \mathbf{J}_{pc}(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{P}_c(\mathbf{i}_{dq}). \quad (3.51)$$

$$\mathbf{P}_c(\mathbf{i}_{dq}) = \begin{bmatrix} p_c(i_d, i_q) \\ q_c(i_d, i_q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^2 + i_q^2 - I_{\max}^2 \\ (\lambda_d - L_{qq}i_d + L_{dq}i_q)i_d + (\lambda_q + L_{qd}i_d - L_{dd}i_q)i_q \end{bmatrix}. \quad (3.52)$$

$$\mathbf{J}_{pc}(\mathbf{i}_{dq}) = \begin{bmatrix} 2i_d & 2i_q \\ \lambda_d + (L_{dd} - 2L_{qq})i_d + (L_{dq} + 2L_{qd})i_q & \lambda_q + (2L_{dq} + L_{qd})i_d + (L_{qq} - 2L_{dd})i_q \end{bmatrix}. \quad (3.53)$$

$$T_{c, \max} = \frac{3P}{2} (\lambda_{dc}^* i_{qc, \max}^* - \lambda_{qc}^* i_{dc, \max}^*). \quad (3.54)$$

$$\text{여기서, } \begin{aligned} \lambda_{dc}^* &= \lambda_d + L_{dd}(i_{dc, \max}^* - i_d) + L_{dq}(i_{qc, \max}^* - i_q), \\ \lambda_{qc}^* &= \lambda_q + L_{qd}(i_{dc, \max}^* - i_d) + L_{qq}(i_{qc, \max}^* - i_q). \end{aligned}$$

B. 일정 출력 영역(constant power region)

마찬가지로 일정 출력 영역에서 최대 토크 운전점은 식 (3.55)를 통해 유도할 수 있다. 이때 사용되는 전류 및 전압 제한 방정식은 식 (3.56), 야코비안 행렬은 식 (3.57)과 같다. 해당 운전점에서의 토크, 즉 최대 토크는 식 (3.58)과 같이 유도할 수 있다. 마찬가지로 최대 토크 계산 시 적용되는 d-축 및 q-축 자속은 선형화된 자속 모델에 기반한다.

$$\mathbf{i}_{dq, \max}^* = \mathbf{i}_{dq} - \{\mathbf{J}_{pv}(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{J}_{pv}(\mathbf{i}_{dq}) + \mu_{pv} \cdot \text{diag}(\mathbf{J}_{pv}(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{J}_{pv}(\mathbf{i}_{dq}))\}^{-1} \mathbf{J}_{pv}(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{P}_v(\mathbf{i}_{dq}). \quad (3.55)$$

$$\mathbf{P}_v(\mathbf{i}_{dq}) = \begin{bmatrix} p_v(i_d, i_q) \\ q_v(i_d, i_q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^2 + i_q^2 - I_{\max}^2 \\ \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q \right)^2 + \left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d \right)^2 - \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2} \right\} \end{bmatrix}. \quad (3.56)$$

$$\begin{aligned}
& \mathbf{J}_{pv}(\mathbf{i}_{dq}) \\
&= \begin{bmatrix} 2i_d & 2i_q \\ \left(\frac{R_s}{\omega_r} - L_{qd}\right)\left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q\right) + L_{dd}\left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d\right) & \left(\frac{R_s}{\omega_r} + L_{dq}\right)\left(\frac{R_s i_q}{\omega_r} + \lambda_d\right) - L_{qq}\left(\frac{R_s i_d}{\omega_r} - \lambda_q\right) \end{bmatrix} \quad (3.57) \\
&\triangleq \begin{bmatrix} 2i_d & 2i_q \\ L_{dd}\lambda_d + L_{qd}\lambda_q & L_{dq}\lambda_d + L_{qq}\lambda_q \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

$$T_{v,\max} = \frac{3P}{2}(\lambda_{dv}^* i_{qv,\max}^* - \lambda_{qv}^* i_{dv,\max}^*). \quad (3.58)$$

여기서,

$$\begin{aligned}
\lambda_{dv}^* &= \lambda_d + L_{dd}(i_{dv,\max}^* - i_d) + L_{dq}(i_{qv,\max}^* - i_q), \\
\lambda_{qv}^* &= \lambda_q + L_{qd}(i_{dv,\max}^* - i_d) + L_{qq}(i_{qv,\max}^* - i_q).
\end{aligned}$$

C. 감쇄 출력 영역(reduced power region)

감쇄 출력 영역에서 최대 토크 운전점은 식 (3.59)을 통해 유도할 수 있다. 이때 사용되는 전압 제한 및 MTPV 방정식은 식 (3.60), 야코비안 행렬은 식 (3.61)과 같다. 해당 운전점에서의 토크, 즉 최대 토크는 식 (3.62)와 같이 유도할 수 있다. 마찬가지로 최대 토크 계산 시 적용되는 d-축 및 q-축 자속은 선형화된 자속 모델에 기반한다.

$$\mathbf{i}_{dqr,\max}^* = \mathbf{i}_{dq} - \{\mathbf{J}_{pr}(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{J}_{pr}(\mathbf{i}_{dq}) + \mu_{pr} \cdot \text{diag}(\mathbf{J}_{pr}(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{J}_{pr}(\mathbf{i}_{dq}))\}^{-1} \mathbf{J}_{pr}(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{P}_r(\mathbf{i}_{dq}). \quad (3.59)$$

$$\mathbf{P}_r(\mathbf{i}_{dq}) = \begin{bmatrix} p_r(i_d, i_q) \\ q_r(i_d, i_q) \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\lambda_d^2 + \lambda_q^2 - \frac{V_{\max}^2}{\omega_r^2}) \\ (\lambda_q + L_{qd}i_d - L_{dd}i_q)(L_{dq}\lambda_d + L_{qq}\lambda_q) \\ + (\lambda_d - L_{qq}i_d + L_{dq}i_q)(L_{dd}\lambda_d + L_{qd}\lambda_q) \end{bmatrix}. \quad (3.60)$$

$$\mathbf{J}_{pr}(\mathbf{i}_{dq}) = \begin{bmatrix} L_{dd}\lambda_d + L_{qd}\lambda_q & L_{dq}\lambda_d + L_{qq}\lambda_q \\ J_{pv}^{21} & J_{pv}^{22} \end{bmatrix}. \quad (3.61)$$

$$\begin{aligned}
J_{pv}^{11} &\triangleq 2L_{dd}^2\lambda_d + (L_{dq} + L_{qd})(L_{qd}\lambda_d + L_{dd}\lambda_q) \\
&\quad + 2L_{qd}L_{qq}\lambda_q - (L_{dd}L_{qq} - L_{dq}L_{qd})(\lambda_d + L_{dd}i_d + L_{qd}i_q), \\
\text{여기서, } J_{pv}^{11} &\triangleq 2L_{dd}L_{dq}\lambda_d \\
&\quad + (L_{dq} + L_{qd})(L_{qq}\lambda_d + L_{dq}\lambda_q) + 2L_{qq}^2\lambda_q - (L_{dd}L_{qq} - L_{dq}L_{qd})(\lambda_q + L_{dq}i_d + L_{qq}i_q).
\end{aligned}$$

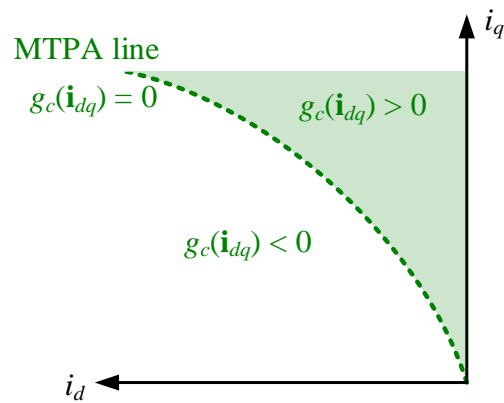
$$T_{v,\max} = \frac{3P}{2}(\lambda_{dv}^* i_{qv,\max}^* - \lambda_{qv}^* i_{dv,\max}^*). \quad (3.62)$$

여기서,

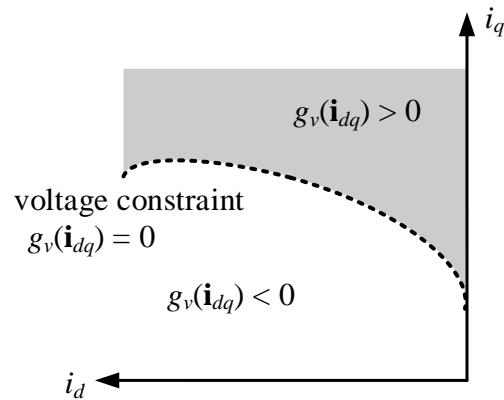
$$\begin{aligned}
\lambda_{dr}^* &= \lambda_d + L_{dd}(i_{dr,\max}^* - i_d) + L_{dq}(i_{qr,\max}^* - i_q), \\
\lambda_{qr}^* &= \lambda_q + L_{qd}(i_{dr,\max}^* - i_d) + L_{qq}(i_{qr,\max}^* - i_q).
\end{aligned}$$

3.4 운전 영역 판별 및 전환 방안

지금까지 각 운전 영역에서의 최소 동손 전류 지령 및 최대 토크 계산 알고리즘에 대해 설명하였다. 하지만 추출된 운전점에 기반하여 운전 영역을 어떻게 판별할 것인지, 운전 영역 간 전환 시점은 어떻게 설정되어야 하는지는 다루어지지 않았다. 따라서, 본 절에서는 운전 영역 판별 및 운전 영역 간 전환 방안에 대해 살펴보도록 한다.



(a) MTPA 판별식, $g_c(i_{dq})$



(b) 전압 제한 판별식, $g_v(i_{dq})$

그림 3-12. 운전점에 따른 MTPA 및 전압 제한 판별식 부호

그림 3-12는 운전점에 따른 MTPA 및 전압 제한 판별식의 부호(sign)를 나타낸다. 우선 그림 3-12(a)에서 볼 수 있듯이 MTPA 곡선 위쪽에서 MTPA 판별식은 양(+), 아래쪽에서 MTPA 판별식은 음(-)으로 나타나게 된다. 마찬가지로 그림 3-12(b)를 통해 전압 제한을 넘어설 경우 전압

제한 판별식은 양(+), 전압 제한을 만족할 경우 전압 제한 판별식은 음(-)으로 나타나게 된다. 이러한 MTPA 및 전압 제한 판별식에 근거하여 수치 해석 알고리즘을 통해 구한 최적 전류 해가 해당 운전 영역에 적합한지 판별할 수 있다.

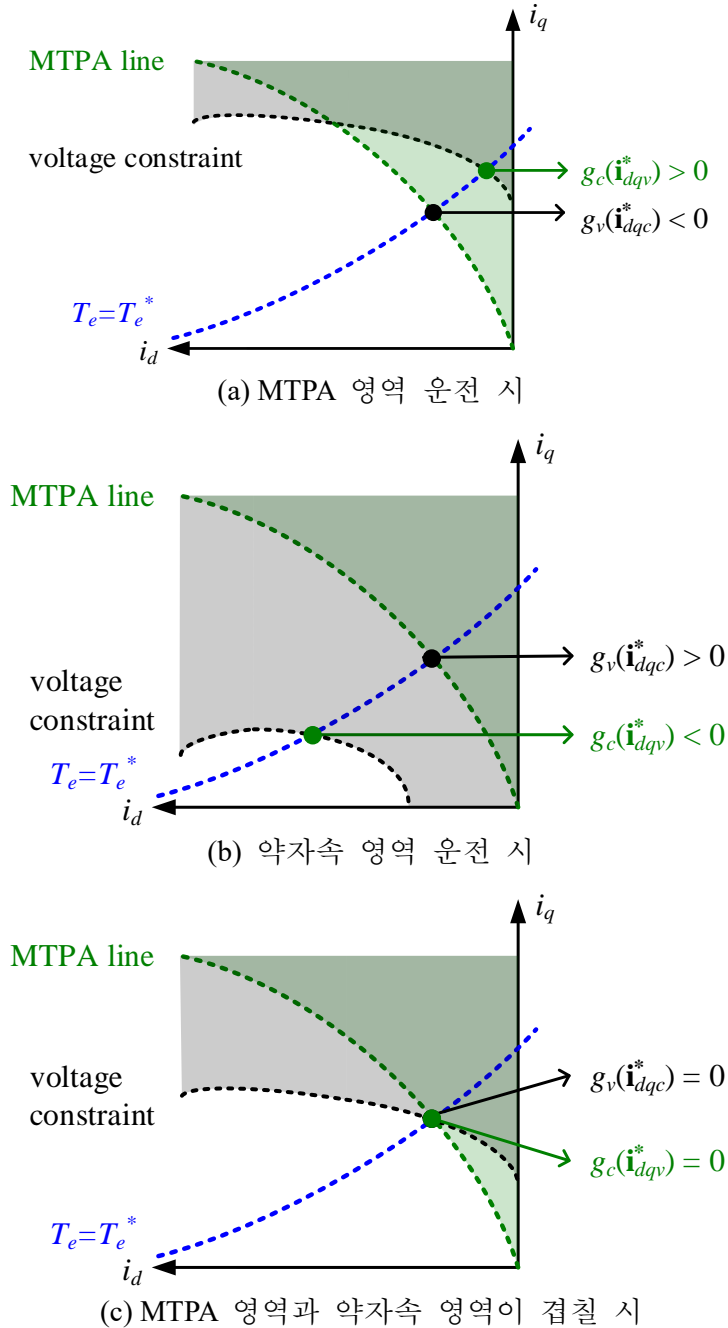


그림 3-13. MTPA 및 약자속 영역 운전 시 판별식 조건

MTPA 영역 운전 시, MTPA 운전점 i_{dq}^* 는 그림 3-13(a)와 같이 전압 제한 조건을 만족하여야 동작 가능하다. 즉, i_{dq}^* 대입 시 전압 제한 판별식 $g_v(i_{dq}^*)$ 는 음(-)이 되어야 한다. 마찬가지로 약자속 영역 운전 시, 약자속 운전점 i_{dqv}^* 은 그림 3-13(b)와 같이 MTPA 곡선 아래에 위치해야 한다. 즉, i_{dqv}^* 대입 시 MTPA 판별식 $g_c(i_{dqv}^*)$ 는 음(-)이 되어야 한다. 따라서 이를 만족하지 못할 경우, 즉 $g_c(i_{dqv}^*)$ 혹은 $g_v(i_{dq}^*)$ 가 양(+)으로 나타날 경우 다른 운전 영역으로 전환 여부를 검토하여야 한다.

제정수를 알고 있을 경우, 한 운전점에서 MTPA 판별식과 약자속 판별식은 다른 부호를 가지게 된다. 하지만 제정수 정보가 부정확할 경우 두 판별식은 모두 양(+), 혹은 모두 음(-)의 부호를 가질 수 있다. 또한 그림 3-13(c)와 같이 MTPA 운전점과 약자속 운전점이 일치할 경우, 두 판별식 $g_v(i_{dq}^*)$, $g_c(i_{dqv}^*)$ 은 모두 0을 가지게 된다. 이와 같이 운전 조건 판별이 불확실할 경우, 기존의 운전 조건을 유지하도록 한다. 이를 통해 잦은 운전 조건 변동으로 인한 불안정 현상을 억제할 수 있다.

존재하므로 타 영역의 전류 지령을 계산하도록 한다. 이후 추가적인 판별식을 통해 절환 여부를 판별하도록 한다. 이때, 두 판별식의 부호가 다를 경우 운전 영역을 절환하도록 한다.

해당 흐름도에 따라 MTPA 및 약자속 영역의 최소 동손 운전점 계산 부담을 최소화할 수 있다. 기존 운전 영역을 유지할 경우, 1차 판별식을 통해 해당 운전점이 운전 가능한지 확인할 수 있고 다른 운전 영역의 계산 알고리즘을 수행할 필요가 없다. 다만 운전 영역 절환이 발생하는 구간 근처에서는 MTPA 및 약자속 영역의 계산 알고리즘을 모두 수행하여야 한다.

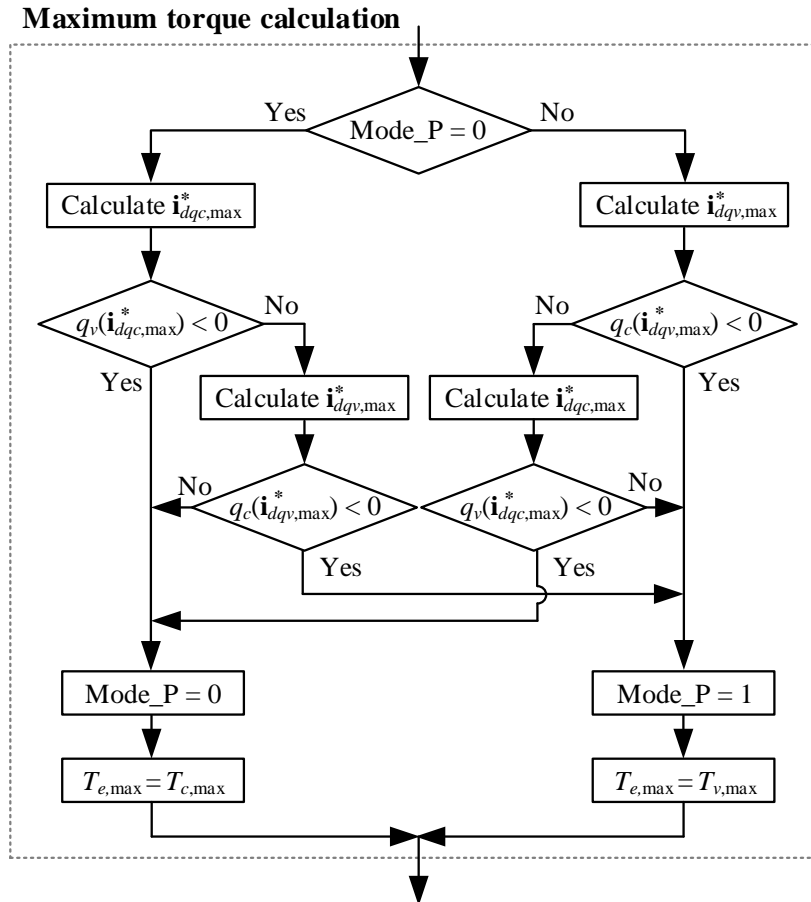


그림 3-15. 최대 토크 계산기의 흐름도

최대 토크 운전점 및 최대 토크 계산 또한 비슷한 형태로 구성할 수 있다. 그림 3-15는 운전 영역 절환 방안을 포함한 최대 토크 계산기의 흐름도를 나타낸다. 여기서 Mode_P는 식 (3.64)와 같이 현재 운전 영역이 일정 토크 영역인지 일정 출력 영역인지를 나타낸다. 이를 통해 최대 토크 계산 시 발생하는 계산 부담을 최소화할 수 있다.

$$Mode_P = \begin{cases} 0 & (\text{constant torque region}), \\ 1 & (\text{constant power region}). \end{cases} \quad (3.64)$$

그림 3-15는 대상 전동기가 일정 토크 및 일정 출력 영역만 포함할 경우 최대 토크 계산기의 흐름도를 나타낸다. 만약 대상 전동기가 감쇄 출력 영역 운전을 필요로 할 경우, 식 (3.65)와 같이 Mode_P를 수정하여 다시 흐름도를 구성할 수 있다. 이때, 일정 출력 영역과 감쇄 출력 영역 간의 절환은 전류 제한 및 MTPV 판별식을 통해 이루어지게 된다.

$$Mode_P = \begin{cases} 0 & (\text{constant torque region}), \\ 1 & (\text{constant power region}), \\ 2 & (\text{reduced power region}). \end{cases} \quad (3.65)$$

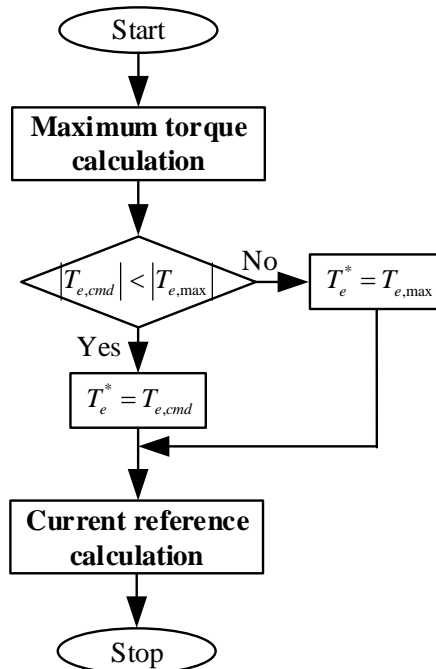


그림 3-16. 제안된 계산 알고리즘의 전체 흐름도

그림 3-16은 제안된 계산 알고리즘의 전체 흐름도를 나타낸다. 상위 제어기에서 토크 지령(torque command) $T_{e,cmd}$ 가 오면 우선 그림 3-15의 최대 토크 계산기를 통해 운전 조건에서 낼 수 있는 최대 토크 $T_{e,max}$ 를 계산한다. 만약 토크 지령이 최대 토크를 넘어서면 이에 맞추어 토크 지령을 실현 가능한 토크 범위로 제한하여야 한다. 이를 통해 제한된 토크 지령을 실현 가능 토크 지령(realizable torque reference) T_e^* 으로 정의한다. 토크 지령 계산기에 의해 토크 지령은 최대 가용 토크 이하로 제한되므로 그림 3-14의 전류 지령 계산기는 안정적으로 최소 동손 전류 지령을 계산할 수 있게 된다. 결과적으로 제안된 계산 알고리즘을 통해 전류 및 전압 제한 조건을 만족하는 전류 지령을 안정적으로 합성해 낼 수 있다.

3.5 시뮬레이션 및 실험 결과

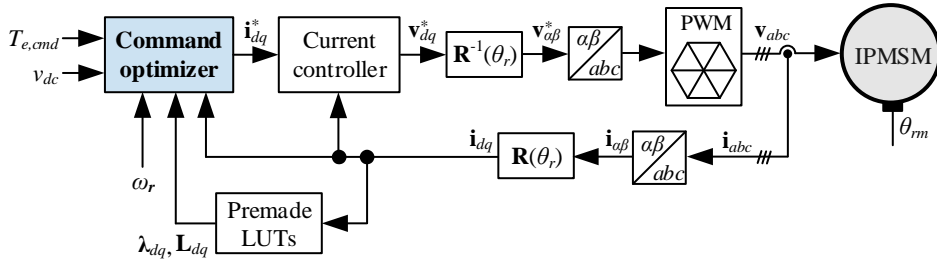


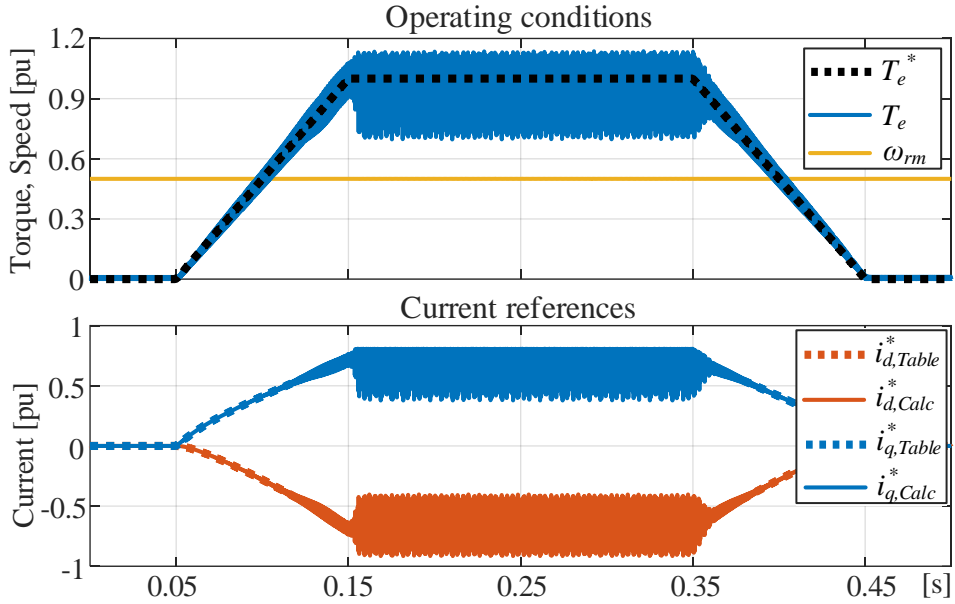
그림 3-17. 전류 지령 계산 알고리즘 검증을 위한 제어 블록도

그림 3-17은 제안된 최소 동손 전류 지령 계산 알고리즘 검증을 위한 제어 블록도를 나타낸다. 제안된 계산 알고리즘은 푸른색 상자로 표시된 전류 지령 계산기(command optimizer)에서 수행된다. 이는 직류단 전압 v_{dc} 와 운전 속도 ω_r 변동을 고려하여 토크 지령 $T_{e,cmd}$ 로부터 실현 가능 토크 지령 T_e^* 와 전류 지령 i_{dq}^* 를 생성한다. 이를 위해 쇄교자속 λ_{dq} 는 미리 구한 2차원 쇄교자속 참조표(premade LUTs)를 선형 보간(linear interpolation)하여 추출한다. 또한 동적 인덕턴스 L_{dq} 는 2차원 쇄교자속 참조표의 차분(difference)을 통해 추출한다. 또한 시뮬레이션 및 실험에서 운전점 비교를 위해 최소 동손 운전점은 동일한 λ_{dq} 정보를 기반으로 토크 지령과 속도 변동에 따른 2차 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 로 미리 추출하였다.

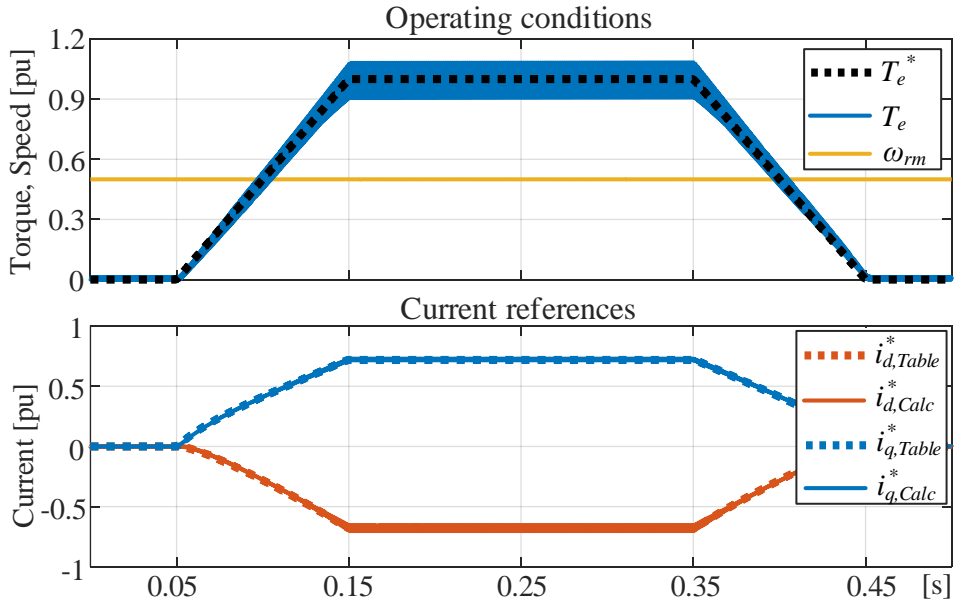
이때 과도 상태에서 전류 제어를 위해 전압 여분은 10 %, 즉 $(1-\eta) = 0.1$ 로 설정하였다. 또한 스위칭 주파수 및 샘플링 주파수는 12 kHz로 설정하였다. 시뮬레이션 및 실험에서 실제 차량용 견인 전동기의 요구 조건을 약간 상회하는 토크 지령은 10 pu/s, 부하 속도는 3.75 pu/s의 기울기로 변동한다고 설정하였다. 이러한 조건 하에서 다양한 토크 지령 T_e^* 및 부하 속도 ω_{rm} 변동에 대해 제안된 알고리즘의 타당성과 성능을 검증하였다.

3.5.1 시뮬레이션 결과

A. MTPA 영역 (전류 제한 조건)



(a) 기존 방법: 뉴턴법 [44]



(b) 제안된 방법: 레벤버그-마퀴트법

그림 3-18. 시뮬레이션 1: 토크 지령 변동 시 MTPA 운전

그림 3-18은 기저 속도 이하, 즉 MTPA 영역에서 토크 지령 변동 시 각 전류 지령 계산기의 성능을 시뮬레이션을 통해 보여준다. 이때, 토크 지령은 0.0 pu에서 1.0 pu로 0.1 초 동안 증가하였다가 0.2 초 후 다시 감소한다.

그림 3-18(a)를 통해 기존의 뉴튼법 적용 시 저토크 운전 시에는 진동 없이 안정적인 전류 지령을 계산하나, 고토크 운전 시에는 전류 지령이 크게 진동함을 확인할 수 있다. 기존 방법의 경우, 포화가 극심한 고토크 운전 영역에서 과도한 토크와 전류 지령 진동이 발생하고 이로 인해 토크 정밀도가 감소함을 알 수 있다.

하지만 그림 3-18(b)와 같이 제안된 레벤버그-마쿼트법을 적용할 경우 고토크 영역에서도 안정적인 동작이 가능함을 확인할 수 있다. 또한 계산된 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 이 정상 상태는 물론 과도 상태에서도 MTPA 운전 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 와 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다. 또한 차량용 견인 전동기에 요구되는 빠른 토크 지령 변동에도 충분히 토크 선형성과 최소 동손 운전을 보장할 수 있음을 확인할 수 있다.

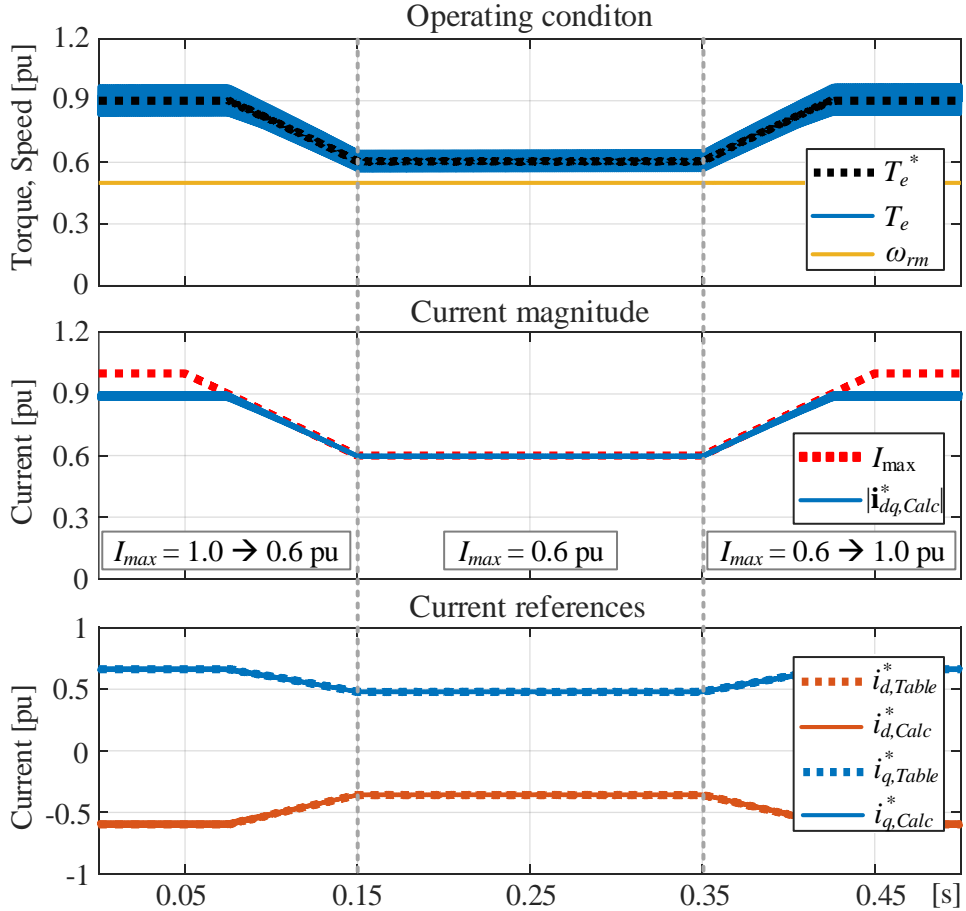


그림 3-19. 시뮬레이션 2: 전류 제한 변동 시 최대 토크 운전

그림 3-19는 기저 속도 이하에서 전류 제한 변동 시, 토크 지령 제한기의 성능을 보여준다. 이때, 토크 지령은 0.9 pu로 일정하게 두고 전류 제한 I_{max} 는 1.0 pu에서 0.6 pu으로 0.1 초 동안 감소하였다가 0.2 초 후 다시 증가하도록 설정하였다. 이러한 전류 제한은 인버터 혹은 전동기의 열 조건에 따라 실시간으로 변동될 수 있다.

실제 전류 제한이 4.0 pu/s 로 빠르게 변동할 시에도 제안된 토크 지령 제한기가 실현 가능 토크 지령 T_e^* 와 전류 지령 크기 $|i_{dq,Calc}^*|$ 를 전류 제한 I_{max} 이하로 충분히 제한함을 그림 3-19를 통해 확인할 수 있다. 또한 이러한 토크 지령 제한기 동작 시에도 전류 지령 계산기가 토크 선형성과 최소 동손 운전을 보장함을 마찬가지로 알 수 있다.

B. MTPA 및 약자속 영역(전류 및 전압 제한 조건)

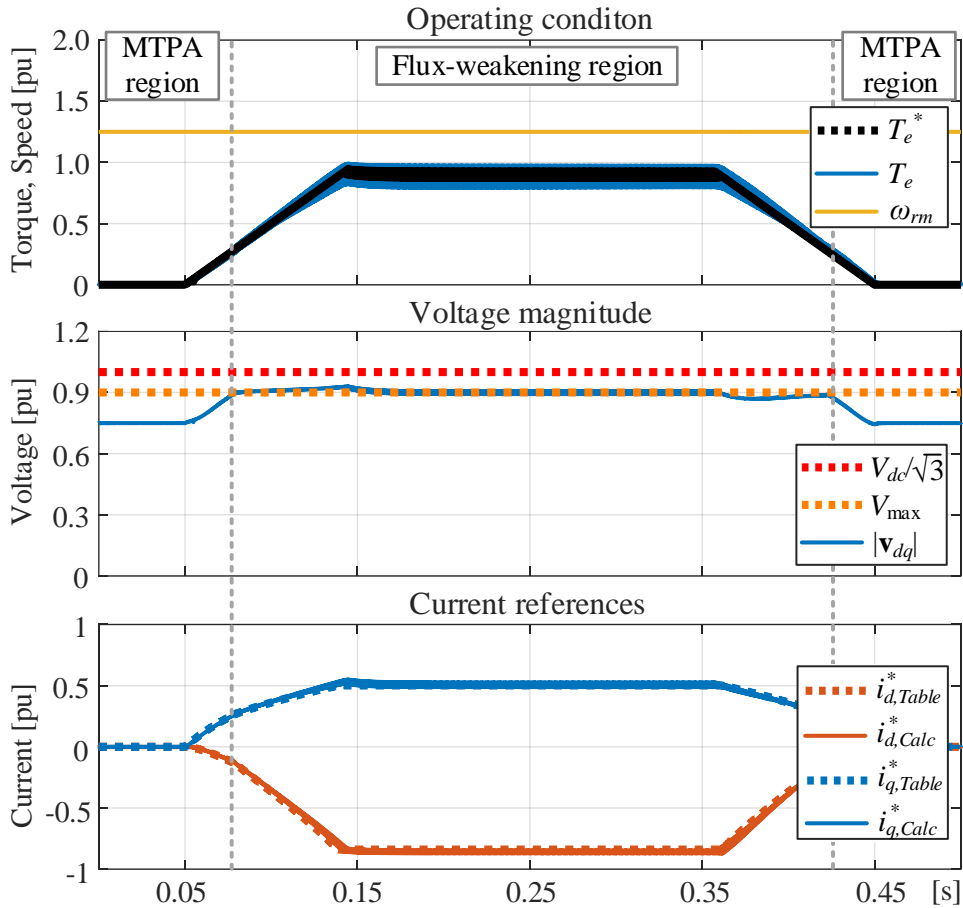


그림 3-20. 시뮬레이션 3: 토크 지령 변동 시 MTPA 및 약자속 운전

그림 3-20은 기저 속도 이상, 부하 속도 1.25 pu에서 토크 지령 변동 시 전류 지령 계산기 및 토크 지령 제한기의 성능을 보여준다. 여기서 토크 지령은 0.0 pu에서 1.0 pu로 0.1 초 동안 증가하였다가, 0.2 초 후 다시 감소한다.

이를 통해 토크 지령이 작을 때는 전압 여분이 충분하여 MTPA 운전 영역에서 동작하다가, 토크 지령이 0.25 pu를 넘어설 경우 전압 제한에 도달하여 약자속 운전이 발생함을 확인할 수 있다. 제안된 운전 영역 판별 및 전환 방안에 맞추어 MTPA 영역에서 약자속 영역으로 약자속 영역에서 MTPA 영역으로 부드럽게 전환되는 것을 그림 3-20의 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 및 전압 크기 $|v_{dq}|$ 를 통해 확인할 수 있다.

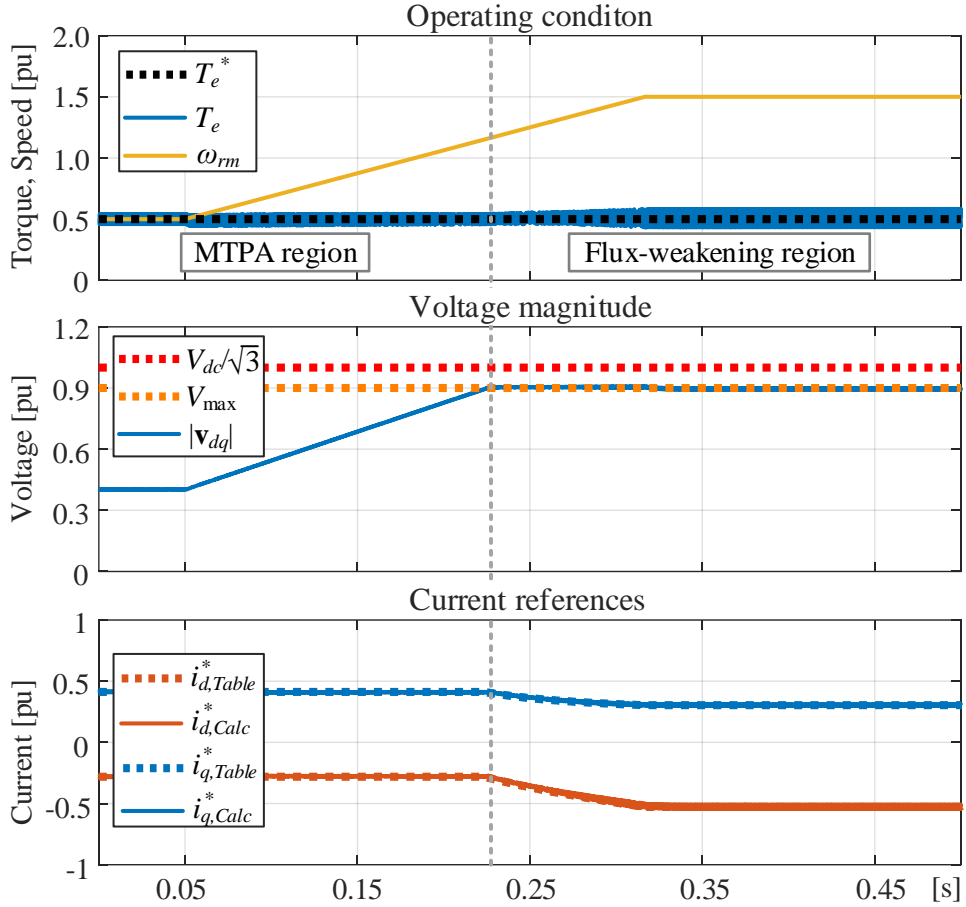


그림 3-21. 시뮬레이션 4: 부하 속도 변동 시 일정 토크 운전

그림 3-21은 부하 속도 변동 시 전류 지령 계산기의 성능을 보여준다. 이때 토크 지령은 0.5 pu로 일정하게 두고, 부하 속도는 0.5 pu에서 1.5 pu으로 0.27 초 동안 선형적으로 증가하도록 설정하였다.

이를 통해 빠른 부하 속도 변동 시에도 제안된 전류 지령 계산기가 토크 지령을 계속해서 추종함을 확인할 수 있다. 또한 출력 전압이 전압 제한에 도달할 경우, 제안된 전류 지령 계산기가 MTPA 영역에서 약자속 영역으로 부드럽게 전환됨을 확인할 수 있다. 마찬가지로 MTPA 및 약자속 영역 모두에서 참조값 $i_{dq,Table}^*$ 와 동일한 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 를 출력함을 확인할 수 있다.

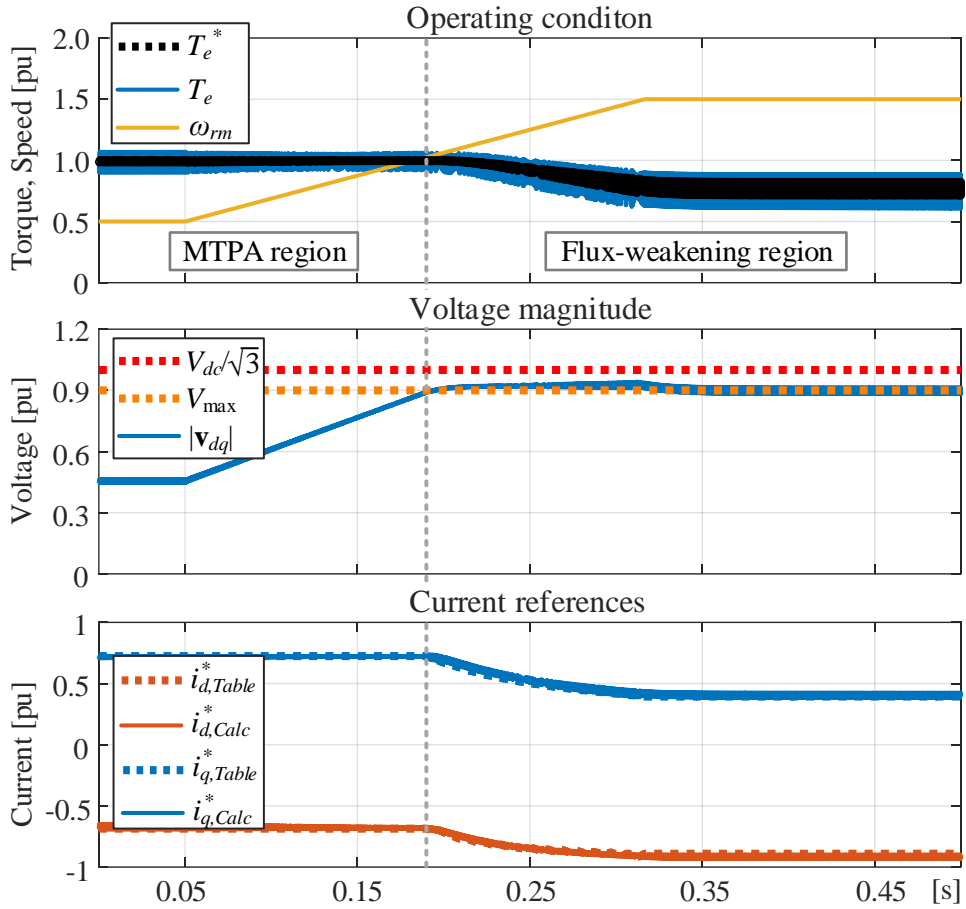


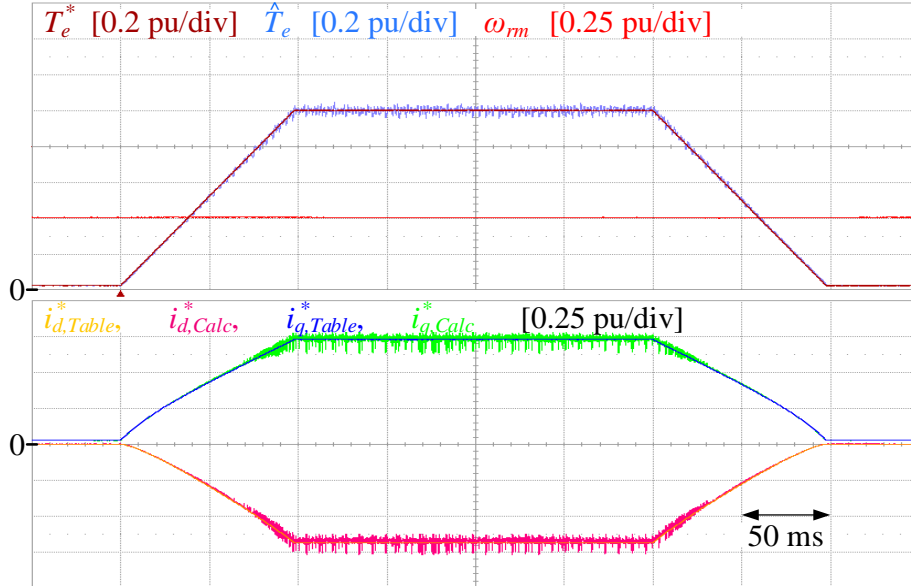
그림 3-22. 시뮬레이션 5: 부하 속도 변동 시 최대 토크 운전

그림 3-22 는 부하 속도 변동 시 전류 지령 계산기 및 토크 지령 제한기의 성능을 보여준다. 이때 토크 지령은 1.0 pu 로 일정하게 두고, 부하 속도는 0.5 pu 에서 1.5 pu 으로 0.27 초 동안 선형적으로 증가하도록 설정하였다.

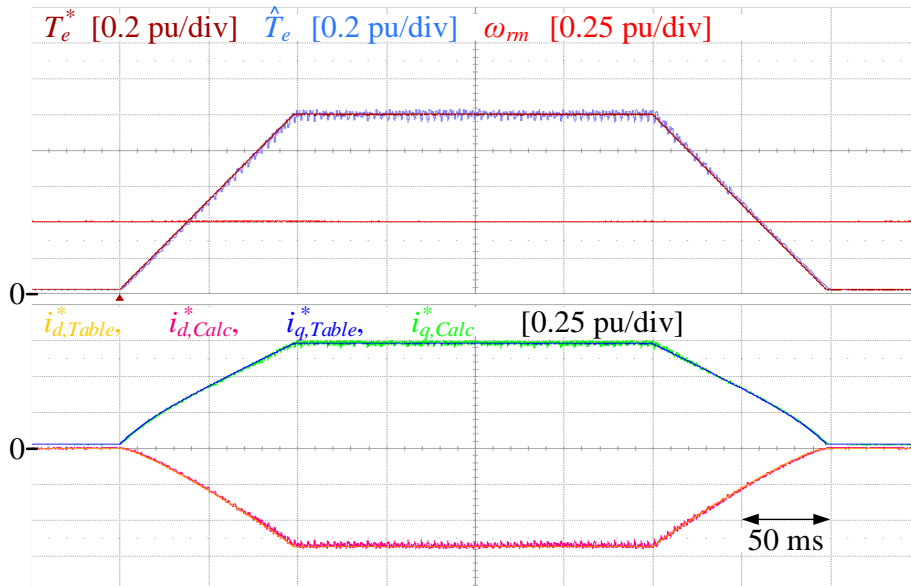
이를 통해 부하 속도가 증대하여 토크 지령이 전압 제한을 벗어나게 되더라도 토크 지령 제한기를 통해 실현 가능 토크 지령 T_e^* 가 감소함을 확인할 수 있다. 또한 제안된 전류 계산기를 통해 전류 제한과 전압 제한을 만족하는 최대 토크를 출력해낼 수 있음을 확인할 수 있다. 마찬가지로 빠른 부하 속도 변동 시에도 참조표 없이 제안된 알고리즘을 통해 토크 선형성 만족 및 최소 동손 운전이 가능함을 알 수 있다.

3.5.2 실험 결과

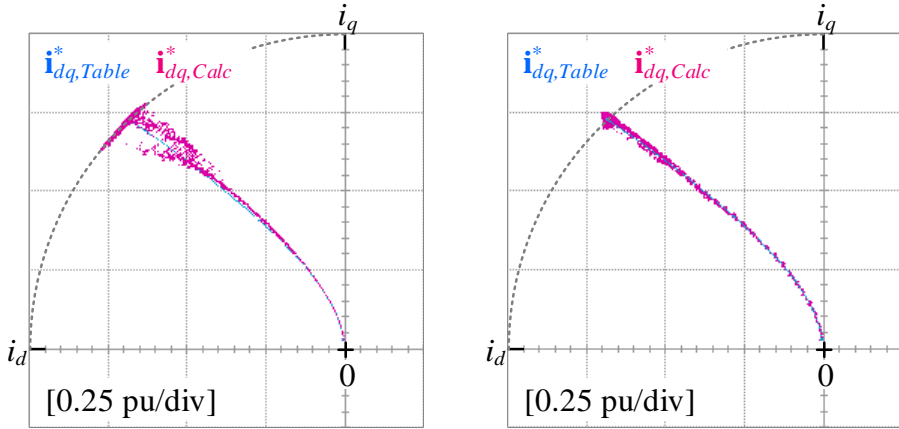
A. MTPA 영역



(a) 기존 방법: 뉴턴법 [44]



(b) 제안된 방법: 레벤버그-마쿼트법



기존 방법: 뉴턴법

제안된 방법: 레벤버그-마쿼트법

(c) 기존 방법 및 제안된 방법의 전류 지령 궤적

그림 3-23. 실험 1: 토크 지령 변동 시 MTPA 운전

그림 3-23은 그림 3-18과 동일한 조건 하에서 토크 지령 변동 시 전류 지령 계산기의 성능을 실험 결과를 통해 보여준다. 마찬가지로 그림 3-23(a)를 통해 기존 뉴턴법 적용 시, 계산된 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 및 추정 토크 \hat{T}_e 가 진동함을 확인할 수 있다. 이는 자기포화가 심하지 않은 저토크 영역에서는 뉴턴법이 안정적으로 동작하나, 0.8 pu 이상의 고토크 영역에서는 심한 자기포화로 인하여 불안정하게 동작하기 때문이다.

반면에 제안된 레벤버그-마쿼트법을 적용할 경우 저토크 뿐만 아니라 고토크 영역에서도 안정적으로 동작함을 그림 3-23(b)를 통해 확인할 수 있다. 또한 토크 지령 T_e^* 와 계산된 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 이 추정 토크 \hat{T}_e 와 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 값과 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다. 기존 뉴턴법과 제안된 레벤버그-마쿼트법의 성능 차이는 그림 3-23(c)의 계산된 전류 지령 궤적(trajjectory) 간의 비교를 통해 쉽게 확인할 수 있다.

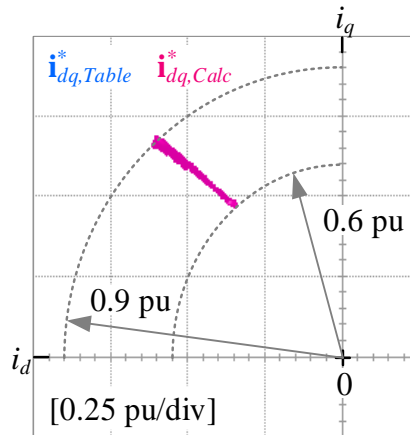
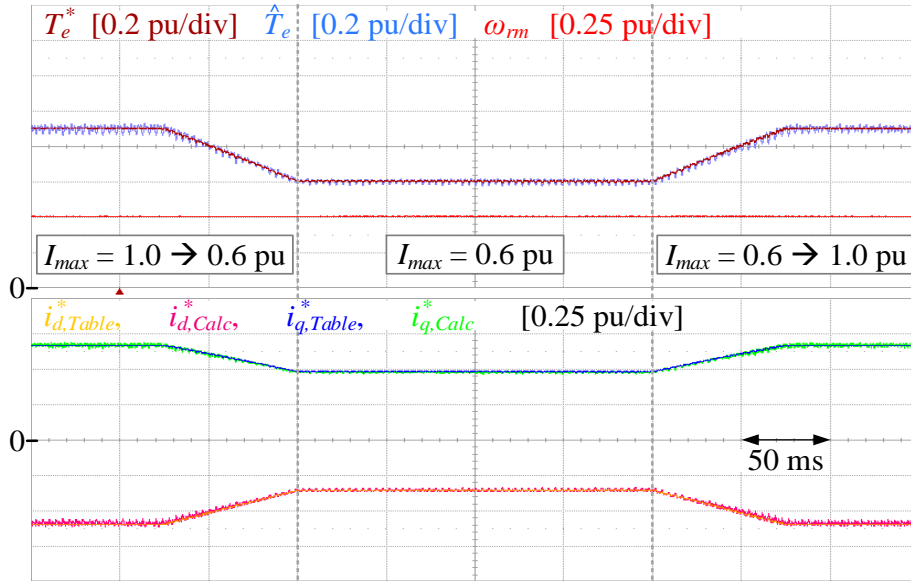


그림 3-24. 실험 2: 전류 제한 변동 시 최대 토크 운전

그림 3-24는 그림 3-19와 동일한 조건 하에서 토크 지령 제한기의 성능을 보여준다. 이를 통해 전류 제한치 I_{max} 가 빠르게 변동할 시에도 제안된 토크 지령 제한기가 실현 가능 토크 지령 T_e^* 와 전류 지령 크기 $|i_{dq,Calc}^*|$ 를 계속해서 I_{max} 이하로 제한할 수 있다. 또한 토크 지령 제한기 동작 시에도 이와 무관하게 전류 지령 계산기가 토크 선형성과 최소 동손 운전을 보장함을 알 수 있다.

B. MTPA 및 약자속 영역(전류 및 전압 제한 조건)

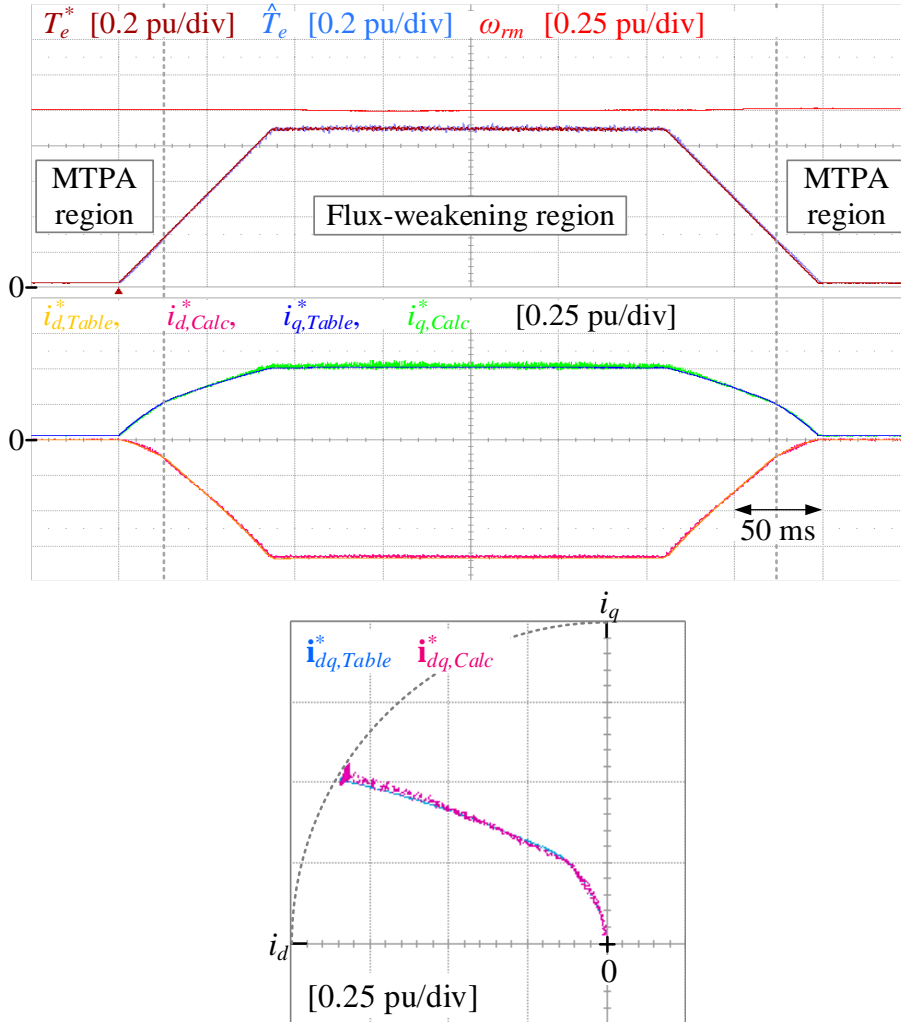


그림 3-25. 실험 3: 토크 지령 변동 시 MTPA 및 약자속 운전

그림 3-25는 그림 3-20과 동일한 조건 하에서 전류 지령 계산기 및 토크 지령 제한기의 성능을 보여준다. 이를 통해 기저 속도 이상에서 토크 지령이 작을 때는 MTPA 운전 영역에서 동작하다가, 토크 지령이 커짐에 따라 약자속 영역으로 전환되는 것을 확인할 수 있다. 또한 토크 지령이 1.0 pu으로 실현 가능 토크 범위를 넘어설 경우에도 토크 지령 제한기를 통해 실현 가능 토크 지령이 0.9 pu 부근으로 감소하는 것을 볼 수 있다. 이를 통해 MTPA 및 약자속 영역 모두에서 계산된 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 이 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 값과 거의 일치하는 것을 볼 수 있다.

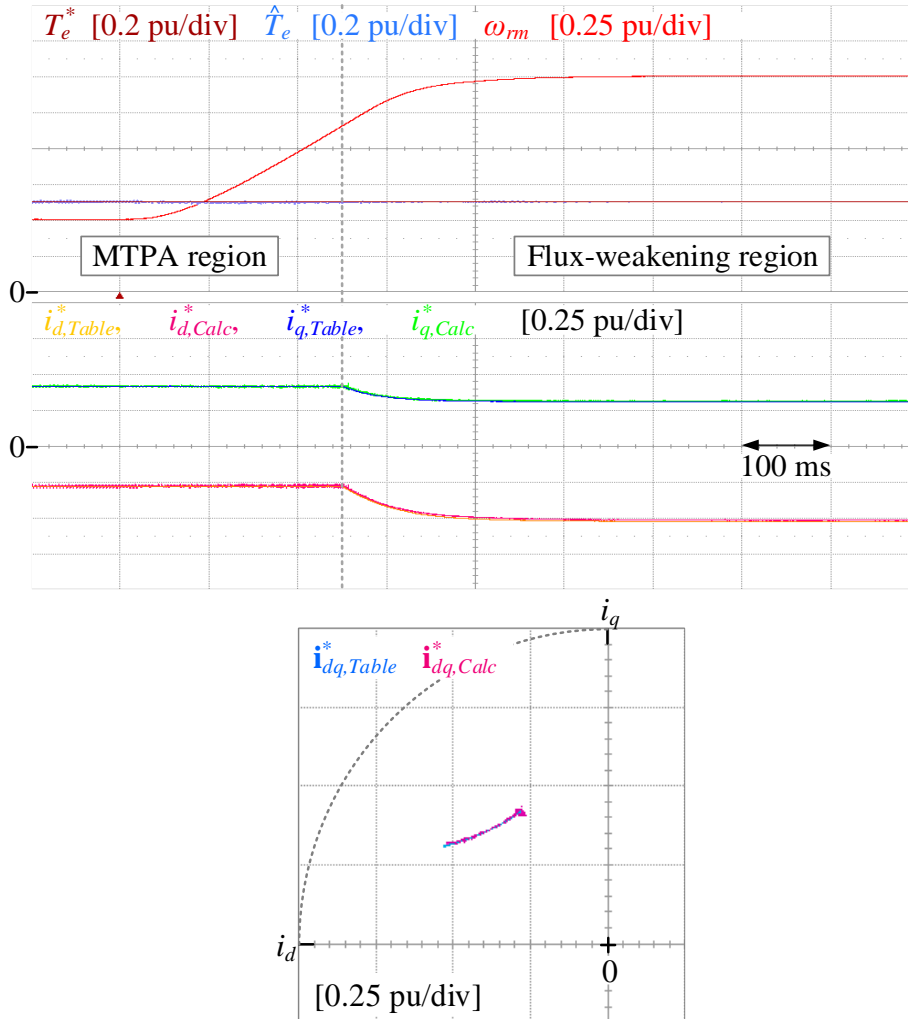


그림 3-26. 실험 4: 부하 속도 변동 시 일정 토크 운전

그림 3-26은 그림 3-21과 동일한 조건 하에서 부하 속도 변동에 따른 전류 지령 계산기의 성능을 보여준다. 단, 실험에서 부하기의 속도 제어 대역폭 제한으로 인해 시뮬레이션에 비해 약간의 시지연이 존재한다. 하지만 최고 부하 속도 기울기는 시뮬레이션과 동일하다.

이를 통해 빠른 부하 속도 변동 시에도 일정한 토크를 내보낼 수 있음을 확인할 수 있다. 특히 부하 속도 1.1 pu 부근에서 출력 전압이 전압 제한에 도달하면 제안된 절환 방법을 통해 MTPA 영역에서 약자속 영역으로 어려움 없이 변동함을 확인할 수 있다. 이때, 계산된 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 또한 빠른 부하 속도 변동에도 불구하고 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 와 동일한 값을 내보내는 것을 알 수 있다.

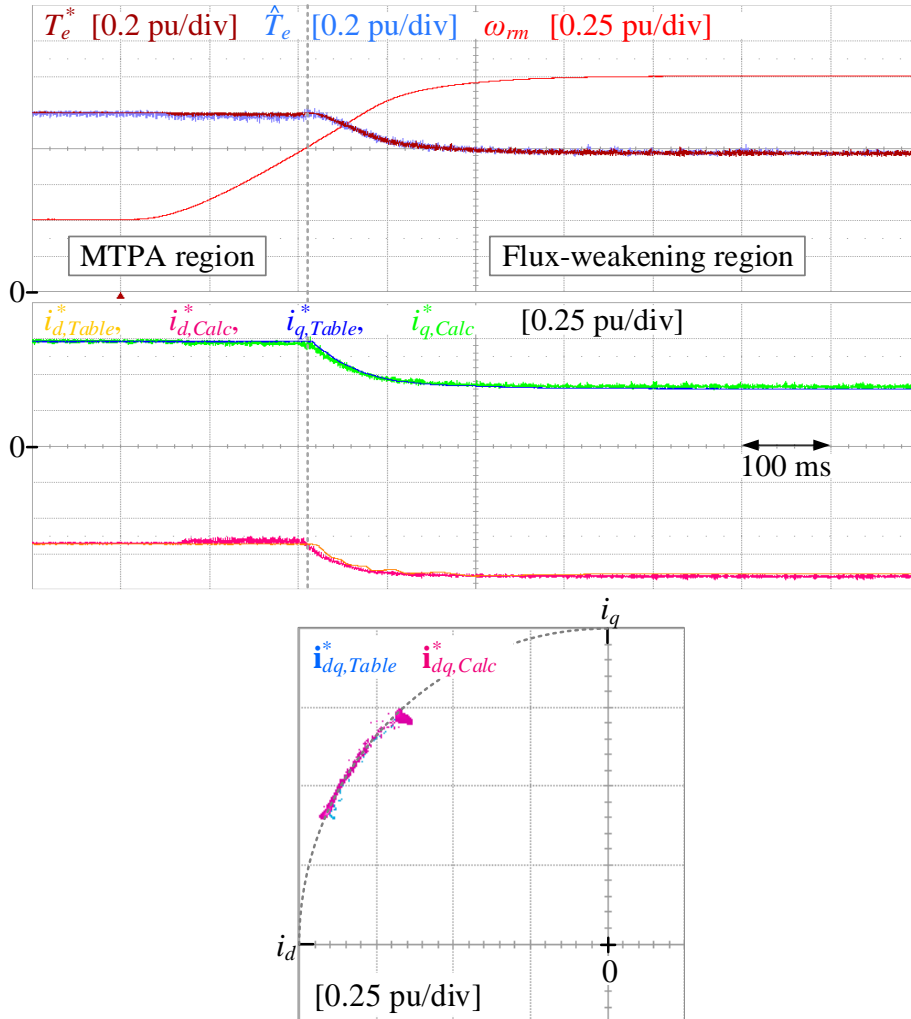


그림 3-27. 실험 5: 부하 속도 변동 시 최대 토크 운전

그림 3-27은 그림 3-22와 동일한 조건 하에서 전류 지령 계산기 및 토크 지령 제한기의 성능을 보여준다. 토크 지령은 1.0 pu로 설정하고 부하 속도 변동에 따른 실현 가능 토크 지령 T_e^* 의 변동을 지켜보았다.

최대 토크 운전 시 기저 속도를 넘어서게 되면 전압 제한을 넘어서 약자속 영역에 도달하게 된다. 따라서 MTPA 운전이 불가능하게 되고 최대 출력 가능 토크가 감소하게 된다. 이에 따라 약자속 영역에서의 최대 출력 토크는 전류 제한과 전압 제한을 동시에 만족하는 운전점에서 발생하게 된다. 마찬가지로 빠른 부하 속도 변동 시에도 최대 토크 운전이 가능함을 계산된 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 과 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 간의 비교를 통해 확인할 수 있다.

제 4장 외란 최소화 기본과 자속 관측기

본 장에서는 외란을 최소화하는 기본과 자속 관측기 구현에 대해 다루고자 한다. 우선적으로 4.1절에서는 기존 전압, 전류 및 혼합 모델 기반 자속 관측기의 특성을 확인하도록 한다. 이를 통해 기존 전압 모델 자속 관측기의 경우 DC 오프셋 및 고조파 외란에 의해서 성능 저감이 발생함을 확인할 수 있다. 또한 전류 모델 자속 관측기의 경우 전동기 제정수 오차에 취약함을 확인할 수 있다. 이에 따라 4.2절에서는 계산 부담을 최소화하면서 DC 오프셋 및 외란 제거가 가능한 신호 처리 기법인 주파수 적응 자속 관측기를 제안하도록 한다. 이는 순수 적분기와 대역 통과 필터가 결합된 형태로 정지 좌표계 역기전력 신호에서 기본과 자속 성분을 추출하기 위해 유용하게 사용될 수 있다.

4.3절에서는 제안된 주파수 적응 자속 관측기에 기반하여 기존 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기의 기본과 추출 성능을 개선하도록 한다. 이때, 고조파 추출기를 추가적으로 사용하게 되면 특정 저차 고조파 성분을 확실하게 제거할 수 있다. 4.4절에서는 외란에 의한 제안된 기본과 자속 관측기의 영향을 분석하고, 이를 기반으로 전류 모델과 전압 모델 사이의 절환 방안에 대해 살펴보도록 한다. 또한 디지털 시지연을 고려한 보상 방안에 대해 간단히 언급하도록 한다. 최종적으로 4.5절에서는 시뮬레이션 및 실험 검증을 통해 제안된 전류 모델 및 전압 모델 기본과 자속 관측기의 성능을 확인하도록 한다.

4.1 기존 자속 관측기의 특성

기존에도 고정자 자속을 추정하기 위한 많은 연구들이 이루어져 왔다. 이는 크게 전압 모델(Voltage Model, VM), 전류 모델(Current Model, CM), 혼합 모델(Hybrid Model, HM), 총 3가지 분류로 나누어질 수 있다.

A. 전압 모델 자속 관측기(VM-based flux observer)

전압 모델 기반 자속 관측기 [54]–[59]는 식 (4.1)과 같은 영구자석 전동기의 고정자 전압 방정식에 기반하여 고정자 쇄교자속 $\lambda_{dq} \equiv [\lambda_d, \lambda_q]^T$ 을 추정한다. 이는 정지 좌표계 역기전력(back-EMF) 성분을 적분하여 구하는 방식으로 고속에서 정확한 자속 추정 성능을 보여준다. 여기서 순수 적분기(pure integrator)를 그대로 사용하는 것은 이론적으로 적합해 보이나 그림 4-1과 같은 여러 문제를 가진다. 순수 적분기는 DC 성분에 대해 무한한 이득을 가지기 때문에 센서 편향(sensor bias) 및 적분기의 초기 조건 오차(different initial condition)에 따라 적분기 출력 측에 포화 혹은 DC 오프셋을 유발할 수 있다. 게다가 인버터 비선형성 혹은 전동기의 공간 고조파와 같은 저차 고조파로 인해 원치 않는 자속 고조파(harmonic flux)를 발생시킬 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \int \left(\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \right) dt. \quad (4.1)$$

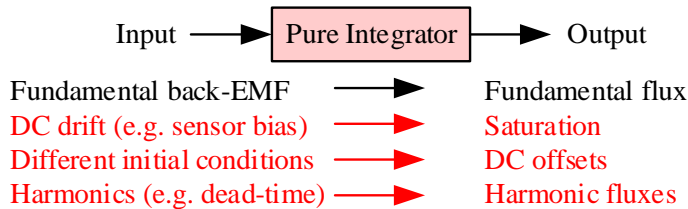


그림 4-1. 순수 적분기 구현 시 문제 [54]

기존 연구에서는 DC 표류(drift) 현상을 억제하기 위해 저역 통과 필터(Low-Pass Filter, LPF)에 기반한 적분 방안이 주로 채택되었다. 하지만

이는 순수 적분기와 비교하여 위상 및 크기 오차를 발생시키므로 저역 통과 필터의 위상 및 크기 오차 보상 과정을 필요로 한다 [55], [56]. 이러한 단점을 보완하기 위해 참고문헌 [57]에서는 프로그램 가능한 (programmable) 저역 통과 필터 및 보상 방안이 제시되었다. 하지만 이는 계산 부담을 증가시킬 뿐만 아니라 추정 속도의 정확도에 매우 민감하다. 참고문헌 [58]에서는 외란 관측기를 통해 적분기 입력에 있는 외란을 제거하고 추정 자속의 크기 및 위상 오차를 저감하는 방안이 제시되었다. 하지만, 제안된 외란 관측기의 이득 선정 방법은 직관적이지 못하며 저속에서 저차 고조파를 충분히 제거하지 못하는 문제가 발생한다. 참고문헌 [54], [59]에서는 SOGI-FLL(Second Order Generalized Integrator-Frequency Locked Loop) 자속 관측기에 기반하여 DC 오프셋 및 고조파 성분을 저감하는 방안이 제시되었다. 하지만 제안된 방법의 경우, DC 오프셋 감쇄부의 이득 선정 방안이 기본과 자속 관측기의 이득과 연동되어 이득 선정 시 제어기 간 상호 관계를 고려하여야 한다. 따라서 기존 전압 모델 관측기의 여러 단점을 보완하면서 구현을 쉽게 할 수 있는 기본과 자속 관측기가 필요하다.

B. 전류 모델 자속 관측기(CM-based flux observer)

전류 모델 기반 자속 관측기 [45], [60]–[62]는 식 (4.2)와 같이 영구자석 전동기의 정적 인덕턴스 (L_{ds} , L_{qs})와 영구자석 쇄교자속 λ_f 값에 기반하여 고정자 자속을 추정한다. 이는 적분기를 사용하지 않고 전동기 제정수 및 전류 측정 정보에 기반하므로 저속에서 강인하게 동작할 수 있다. 하지만 자기포화 및 영구자석 온도 변동으로 인한 전동기 제정수 오차에 대해서는 대응할 수 없다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_f \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

전류 모델의 정밀도를 향상시키기 위해 몇몇 연구들이 진행되어 왔다. 참고문헌 [45], [60]에서는 혼합 모델 자속 관측기에 적응 기법(adaptive

law)을 적용하여 전류 모델의 정적 인덕턴스 오차를 보상하는 방안이 제안되었다. 하지만 이는 온도 변동에 따른 영구자석 쇄교자속의 변화를 고려하지 아니하여 오차를 유발할 수 있다. 참고문헌 [61]에서는 전류 제어기의 적분기 출력에 포함된 자속 오차 성분을 통해 전류 모델의 오차를 보상하는 방안이 제시되었다. 이러한 전류 모델의 자속 오차 ($\lambda_{d,err}$, $\lambda_{q,err}$)는 식 (4.3)과 같이 전류 제어기의 적분기 출력 ($v_{ds_fb_i}$, $v_{qs_fb_i}$)을 전기적 회전 속도 ω_r 로 나누어 추출해낼 수 있다. 하지만 이 방법은 전류 제어기 대역폭에 의해 보상기의 대역폭이 제한될 뿐만 아니라, 적분기 출력에 포함된 다른 외란 성분들이 포함될 수 있다는 점을 고려하지 않았다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{d,err} \\ \lambda_{q,err} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\omega_r} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds_fb_i} \\ v_{qs_fb_i} \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

이에 따라 참고문헌 [62]에서는 전류 제어기와 자속 오차 추정기 간의 대역폭 분리(decoupling)를 위해 이산화된(discrete-time) 전류 관측기(current observer)가 도입되었다. 또한 전류 관측기 적분기로부터 기본파 자속 오차 성분만 따로 분리하기 위해 고역 통과 필터(HPF), 순수 적분기, 저역 통과 필터(LPF)로 이어진 연속 필터(cascaded filter)를 도입하였다. 하지만 이러한 연속 필터의 이득 선정 방법에 대해서는 언급되지 않았다. 여기서 구현된 연속 필터의 경우, 운전 속도 변동에 따른 정확한 주파수 대역 선정 및 필터 설계 방안 없이는 크기 및 위상 오차를 유발할 수 있으며 결과적으로 자속 오차 성분을 제대로 추출해내지 못한다. 따라서 전류 제어기 혹은 전류 관측기의 적분기 출력으로부터 기본파 자속 오차 성분을 추출해내기 위한 적절한 신호 처리 방안이 필요하다.

C. 혼합 모델 자속 관측기(HM-based flux observer)

혼합 모델 기반 자속 관측기 [63]–[67]는 전류 모델과 전압 모델의 장점을 결합한 형태로 가변속 운전 시 주로 사용된다. 일반적인 경우, 교차 주파수(crossover frequency) 근처에서 전류 모델과 전압 모델 사이의

부드러운 절환이 가능하도록 구성한다. 특히 그림 4-2와 같이 고퍼나스 형태(Gopinath-style) 관측기로 구성할 경우 저속에서 전류 모델 관측기, 고속에서 전압 모델 관측기의 영향이 커지게 되어, 교차 주파수 ω_o 근처에서 자연스럽게 두 모델간의 절환이 일어난다. 따라서 두 모델의 바람직한 특성을 모두 적절히 사용할 수 있다.

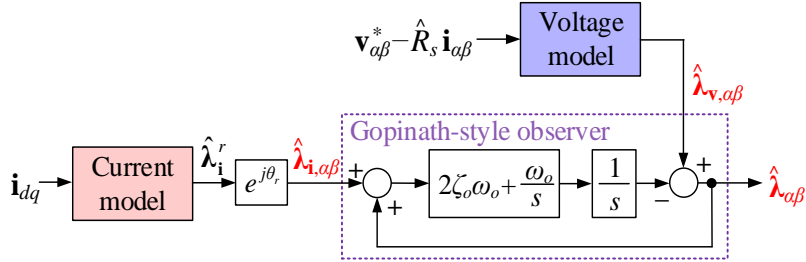


그림 4-2. 기존 혼합 모델 기반 자속 관측기

하지만 전동기 제정수 오차가 있을 경우 전류 모델에서 전압 모델, 전압 모델에서 전류 모델로 절환하는 구간에 있어서 성능이 하락하는 문제가 있다. 이에 따라 참고문헌 [64]에서는 복소수 항(complex term)을 곱하여 전류 모델과 전압 모델 절환 간 궤적을 선형화하는 방안이 제시되었다. 이는 자속 모델 절환 시, 제정수 오차에 대한 강인성(robustness)을 증대시킨다. 하지만 최근 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기의 연구 결과는 고려되지 아니하였다. 따라서 최근 자속 관측기 연구 성과를 반영한 개선된 혼합 모델 자속 관측기가 필요하다.

4.2 제안된 주파수 적응 자속 관측기 [68]

영구자석 전동기의 고정자 전압 방정식에 기반하여 정지 좌표계 고정자 쇄교자속 $\lambda_{\alpha\beta} \equiv [\lambda_\alpha, \lambda_\beta]^T$ 는 식 (4.4)와 같이 정의할 수 있다. 여기서 R_s 는 고정자 저항, $\mathbf{v}_{\alpha\beta} \equiv [v_\alpha, v_\beta]^T$ 는 정지 좌표계 고정자 전압, $\mathbf{i}_{\alpha\beta} \equiv [i_\alpha, i_\beta]^T$ 는 정지좌표계 고정자 전류를 의미한다. 이는 고정자 저항 전압 $R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta}$ 을 제외한 전압 성분, 즉 역기전력 신호 \mathbf{v} 를 적분함으로써 $\lambda_{\alpha\beta}$ 를 추정할 수 있다는 것을 나타낸다.

$$\lambda_{\alpha\beta} = \int (\mathbf{v}_{\alpha\beta} - R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta}) dt = \int \mathbf{v} dt . \quad (4.4)$$

하지만 앞에서도 언급하였듯이, 순수 적분기는 적분기의 초기 조건 오차 뿐만 아니라 센서 편향에 매우 취약하다. 이러한 외란은 저역 통과 필터를 통해 억제할 수 있으나 추가적인 보상 알고리즘 없이는 추정 자속에 원치 않는 크기 및 위상 오차를 유발한다. 따라서 DC 표류 현상을 억제하면서 기본파 자속 성분을 추출하기 위한 방안이 필요하다.

참고문헌 [69]에서는 전압 센서의 DC 표류 현상을 억제하기 위하여 주파수 적응 관측기(Frequency-Adaptive Circle-Tracing Observer, FACTO)가 제안되었다. 이는 전압 센서의 DC 오프셋뿐만 아니라 고조파 신호를 제한할 수 있어 계통 동기화, 즉 PLL(Phase-Locked Loop) 알고리즘을 위해 적용되었다.

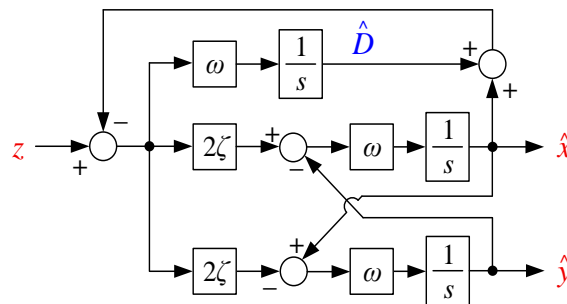


그림 4-3. 주파수 적응 관측기의 블록도 [69]

그림 4-3은 제안된 주파수 적응 관측기의 블록도를 나타낸다. 여기서 z 는 AC와 DC 신호를 포함한 기존 신호(original signal), \hat{x} 은 추정된 AC 신호(estimated ac component), \hat{D} 은 추정 외란(estimated disturbance)을 뜻한다. 기존 신호 z 로부터 추정 신호 \hat{x} , 추정 외란 \hat{D} 까지의 전달 함수(transfer function)는 식 (4.5), 식 (4.6)으로 나타낼 수 있다. 여기서, ω 는 주파수 이득을 의미하며, 계통 주파수 $\omega_{grid} = 2\pi f_{grid}$ 와 동기화하도록 한다. 또한 ζ 는 감쇠비 이득이며 필터의 감쇠비(damping ratio)를 뜻한다.

$$\frac{\hat{x}}{z} = d(s) = \frac{2\zeta\omega \cdot s}{s^2 + 2\zeta\omega \cdot s + \omega^2} \quad (4.5)$$

$$\frac{\hat{D}}{z} = n(s) = \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega \cdot s + \omega^2} \cdot \frac{\omega}{s + \omega} = [1 - d(s)] \cdot \frac{\omega}{s + \omega} \quad (4.6)$$

식 (4.5)는 ω 주파수 성분에 대한 대역 통과 필터(Band Pass Filter, BPF) 형태로 ω 주파수 대역을 제외한 원치 않는 성분을 억제하도록 구성된다. 식 (4.6)은 ω 성분의 노치 필터(notch filter)에 저역 통과 필터가 연속 연결된 형태로 기존 입력 신호에 포함된 DC 오프셋 및 저차 외란 성분을 추출해 낼 수 있다. 이를 통해 구한 추정 외란 \hat{D} 은 기존 신호 z 에 궤환(feedback)되어 입력에 포함된 외란 신호를 저감할 수 있다. 이 특성은 순수 적분기의 DC 표류 현상을 억제하기 위해서 마찬가지로 사용될 수 있다.

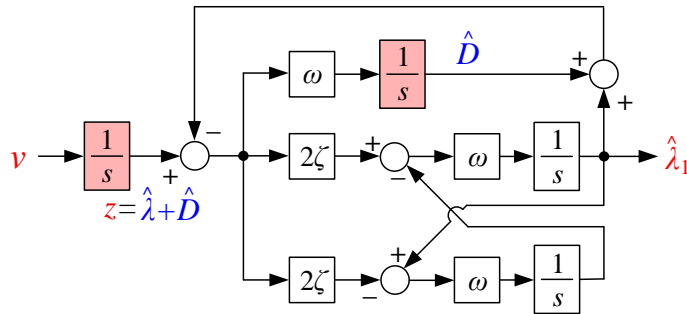


그림 4-4. 주파수 적응 관측기를 활용한 전압 자속 관측기의 블록도

우선적으로 그림 4-4와 같이 순수 적분기와 주파수 적응 관측기를 연속적으로 연결할 경우, 순수 적분기에 포함된 DC 오프셋을 쉽게 제거할 수 있다. 또한 주파수 적응 관측기에 의해 순수 적분기 출력에 포함된 고조파 신호 또한 일부 억제 가능하다. 여기서, 순수 적분기는 외란 추정에 사용되는 적분기와 결합되어 1개의 적분기로 통합될 수 있다. 이를 통해 자속 추정 시에도 적분기 3개만으로 충분히 DC 오프셋 및 고조파 성분을 억제할 수 있다.

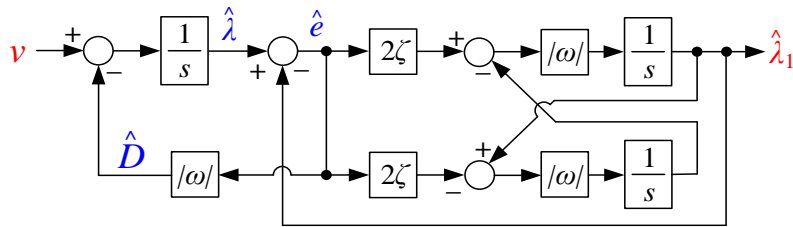


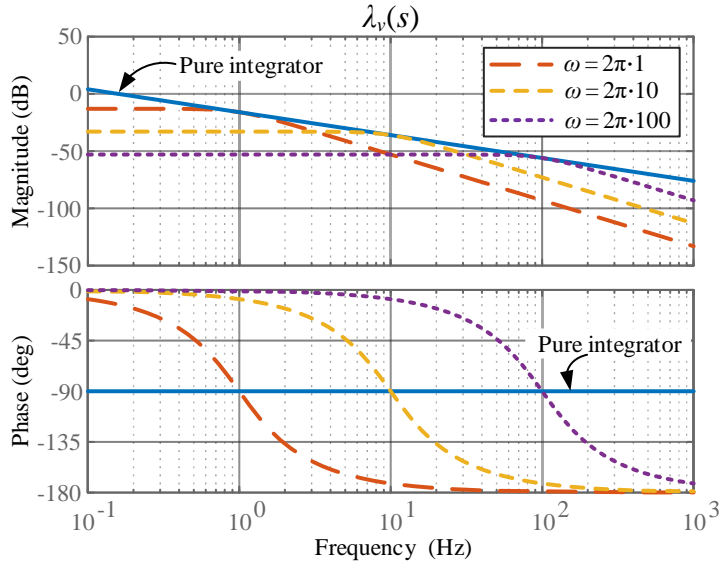
그림 4-5. 제안된 주파수 적응 자속 관측기의 블록도

그림 4-5는 최종적으로 제안된 주파수 적응 자속 관측기(Frequency-Adaptive Flux Observer, FAO)의 블록도를 나타낸다. 이때, 주파수 이득 ω 는 전동기의 전기적 속도(electrical speed) ω_r 과 동일하도록 실시간으로 갱신되어야 한다. 단, 역-방향 회전 시에도 영점(pole)이 좌반면(left-half plane)에 위치하도록 ω 는 식 (4.7)과 같이 전기적 속도의 절대값(absolute value)으로 설정되어야 한다. 이를 통해 역-방향 회전 시에도 안정적인 동작을 유지할 수 있다. 이때, 전압 신호 v 로부터 추정 기본파 자속 $\hat{\lambda}_1$ 까지의 전달 함수 $\lambda_v(s)$ 는 식 (4.8)로 나타난다. 이는 ω 성분 에 대한 대역 통과 필터에 적분기 $1/s$ 가 추가된 형태이다. 또한 전압 신호 v 로부터 추정 외란 \hat{D} 까지의 전달 함수 $n(s)$ 는 식 (4.9)이며, 이는 식 (4.6)과 유사하다. 여기서, ζ 는 마찬가지로 필터의 감쇠비를 의미한다.

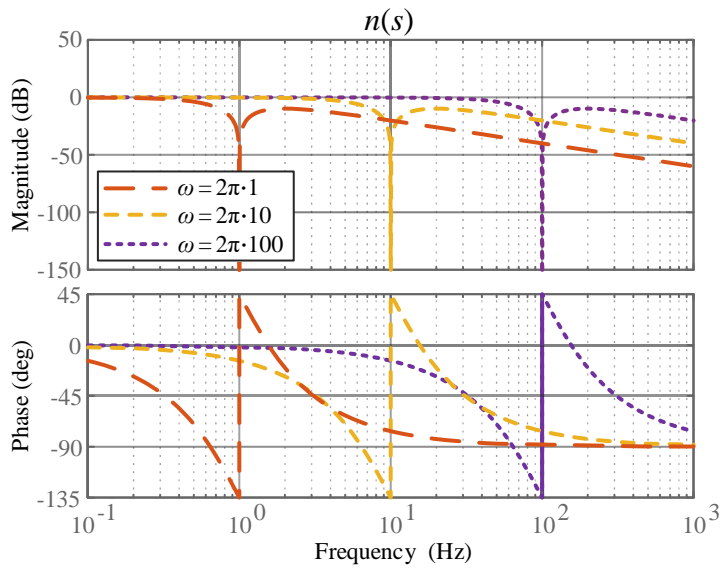
$$\omega = |\omega_r|. \quad (4.7)$$

$$\frac{\hat{\lambda}_1}{v} = \lambda_v(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{2\zeta|\omega| \cdot s}{s^2 + 2\zeta|\omega| \cdot s + |\omega|^2} = \frac{2\zeta|\omega|}{s^2 + 2\zeta|\omega| \cdot s + |\omega|^2}. \quad (4.8)$$

$$\frac{\hat{D}}{v} = n(s) = \frac{s^2 + |\omega|^2}{s^2 + 2\zeta|\omega| \cdot s + |\omega|^2} \cdot \frac{|\omega|}{s + |\omega|} = [1 - s\lambda_v(s)] \cdot \frac{|\omega|}{s + |\omega|}. \quad (4.9)$$



(a) $\lambda_v(s)$



(b) $n(s)$

그림 4-6. 주파수 변동에 따른 자속 관측기의 보드 선도 ($\zeta = 0.707$)

그림 4-6 은 주파수 이득, 즉 ω 변동에 따른 제안된 주파수 적응 자속 관측기의 보드 선도(Bode plot)을 나타낸다. 그림 4-6(a)는 ω 변동에 따른 전달 함수 $\lambda_v(s)$ 의 보드 선도를 나타낸다. 이를 통해 ω 성분, 즉 기본파 성분에 대해 제안된 자속 관측기는 순수 적분기와 동일한 특성을 가진다는 것을 알 수 있다. 하지만 DC 성분, 즉 0 Hz 성분의 경우 순수 적분기에 비해 이득을 제한할 수 있다. 마찬가지로 고조파 성분에

대해서도 낮은 이득을 가짐을 알 수 있다. 그림 4-6(b)는 ω 변동에 따른 전달 함수 $n(s)$ 의 보드 선도를 나타낸다. 이는 기본과 성분을 제외한 DC 오프셋 및 저차 고조파 외란 성분이 추정 외란 \hat{D} 에 포함되어 있음을 보여준다. 이는 전압 신호 v 에 제한되어 추정 자속의 DC 표류 현상 및 저차 고조파 영향을 제한한다.

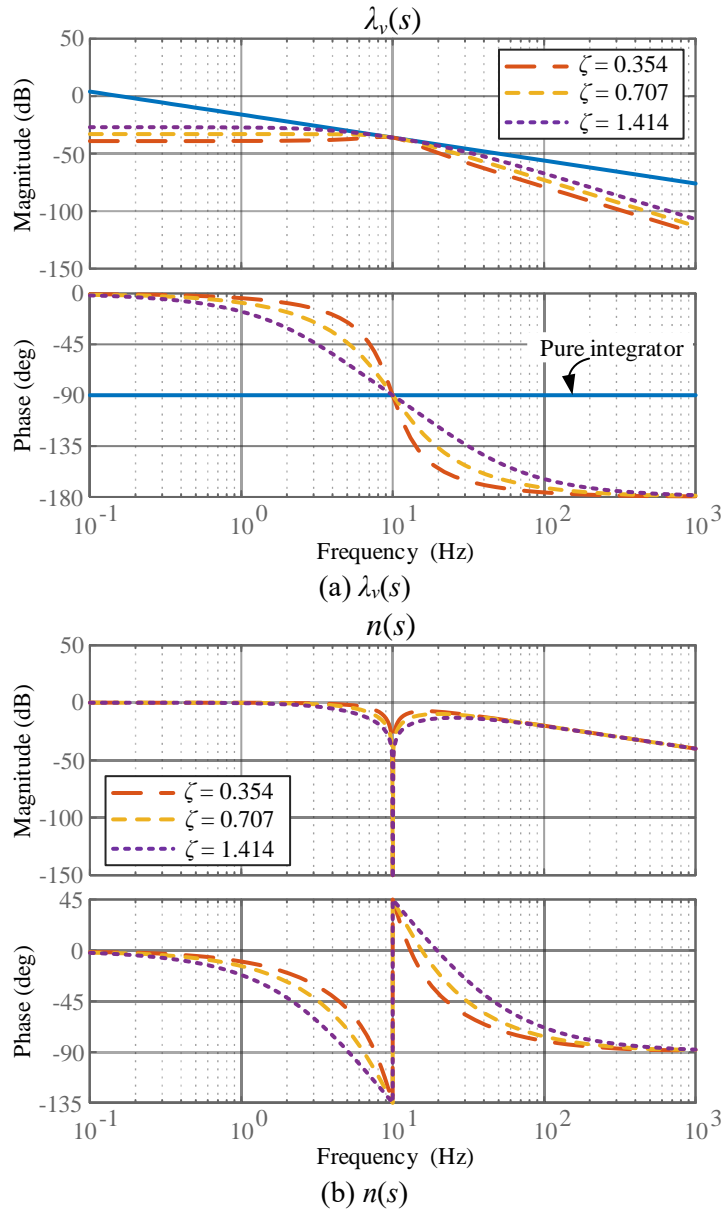


그림 4-7. 감쇠비 변동에 따른 자속 관측기의 보드 선도 ($|\omega| = 2\pi \cdot 10$)

그림 4-7 은 감쇠비 이득, 즉 ζ 변동에 따른 제안된 주파수 적응 자속 관측기의 보드 선도를 나타낸다. 이는 감쇠비 ζ 가 $|\omega|$ 성분에 대한 주파수 선택도(frequency selectivity)와 연관됨을 알려준다. 그림 4-7(a)와 (b)에서 볼 수 있듯이, $|\omega|$ 성분의 선택도는 ζ 가 감소할수록 향상되며 이는 고조파 필터링 성능(filtering performance)과 연관된다. 하지만, ζ 가 감소할수록 제안된 자속 관측기의 동특성(dynamic performance) 또한 저감된다. 즉, 기본파 주파수 변동에 대해 빠르게 반응하기 위해서는 고조파 필터링 성능이 저감될 수 밖에 없다. 그러므로 ζ 는 주파수 선택도와 과도 응답(transient response) 성능 사이의 균형을 고려하여 적절히 선정되어야 한다.

4.3 제안된 기본과 자속 관측기

4.3.1 전압 모델 기반 자속 관측기

전압 모델 자속 관측기의 경우, 식 (4.10)과 같이 전압 지령 및 전류 측정 정보를 통해 고정자 쇄교자속을 추출할 수 있다. 이때, 추가적인 센서 사용을 억제하기 위해 고정자 전압 값은 인버터 전압 지령, 즉 $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^*$ 를 사용하도록 한다. 앞서 언급하였듯이 식 (4.10)의 순수 적분기는 그림 4-5의 제안된 주파수 적응 자속 관측기로 대체될 수 있다.

$$\hat{\lambda}_{vm} = \int (\mathbf{v}_{\alpha\beta}^* - \hat{R}_s \mathbf{i}_{\alpha\beta}) dt = \int \mathbf{v} dt. \quad (4.10)$$

이 경우, 제안된 주파수 적응 자속 관측기에서 고조파 자속 성분은 식 (4.11), $T_1(s)$ 와 같이 2차 저역 통과 필터를 통과한 형태로 나타나게 되며, 여기서 ζ_1 은 기본과 감쇠비를 의미한다. 따라서 이는 고차 고조파 성분에 대해 충분한 감쇄 능력을 보여준다. 또한 인버터 비선형성 혹은 공간 고조파와 같은 저차 고조파 성분이 적게 나타날 경우, 저차 고조파에 대해서도 충분한 감쇄가 가능할 것으로 여겨진다. 하지만 저차 고조파 성분이 증가하게 되면 2차 저역 통과 필터는 충분한 성능을 보여주지 못하고 이로 인해 추정 자속에 고조파 자속 성분이 일부 포함될 수 있다.

$$\frac{\hat{\lambda}_1}{v} = T_1(s) = \frac{2\zeta_1|\omega|}{s^2 + 2\zeta_1|\omega|s + |\omega|^2}. \quad (4.11)$$

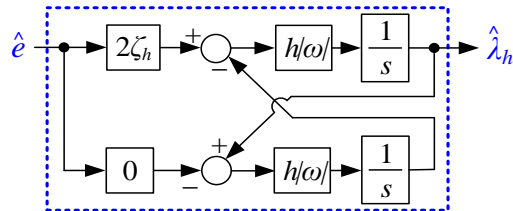


그림 4-8. 고조파 추출기의 블록도

고조파 자속 성분을 정확히 제거하기 위하여 그림 4-8과 같은 자속 고조파 추출기(Flux Harmonic Extractor, FHE)를 도입할 수 있다. 이때, 오차

신호 \hat{e} 로부터 추정된 고조파 자속 $\hat{\lambda}_h$ 까지의 전달 함수는 식 (4.12)와 같이 정의된다. 여기서 h 는 고조파 차수, ζ_h 는 고조파 감쇠비를 의미한다. 이는 h -차 고조파 주파수 $h\omega$ 에서 무한한 이득을 갖는 공진 성분(resonant term)으로 볼 수 있다.

$$\frac{\hat{\lambda}_h}{\hat{e}} = e_h(s) = \frac{2\zeta_h h|\omega|s}{s^2 + h^2|\omega|^2}. \quad (4.12)$$

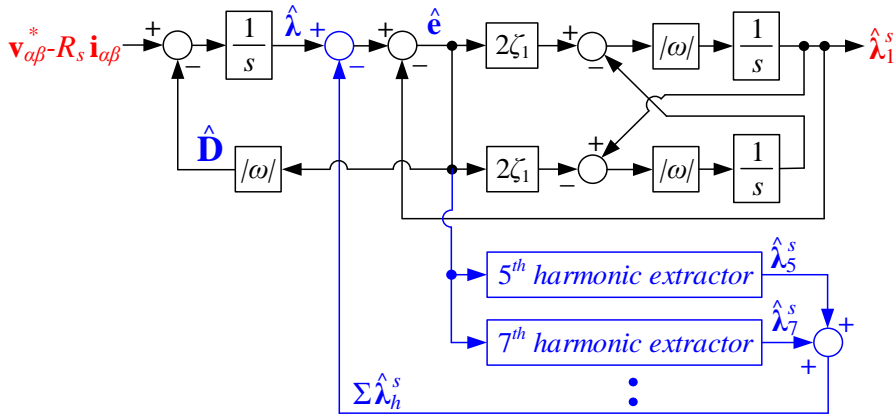


그림 4-9. 고조파 추출기를 병렬 연결한 자속 관측기의 블록도

이러한 고조파 추출기는 기존 기본파 자속 관측기와 연동되어 저차 고조파 성분을 확실히 제거하기 위해 사용된다. 그림 4-9 는 고조파 추출기를 병렬 연결한(Parallel-FHE, PFHE) 자속 관측기의 블록도를 나타낸다. 여기서, 고조파 추출기의 입력은 안쪽 폐환 루프의 입력, 출력은 바깥쪽 적분기의 출력과 연결된다. 이때, 고조파 추출기 폐환 루프는 $h\omega$ 주파수에 대해 노치(notch) 필터 특성을 가지므로 효과적으로 해당 고조파 성분을 제거할 수 있다.

전압 신호 v 로부터 기본파 자속 $\hat{\lambda}_1$ 까지의 전달 함수 $T_p(s)$ 는 고조파 추출기를 병렬 연결하였을 때 식 (4.13)과 같이 나타난다. 이를 통해 고조파 추출기가 전달 함수의 분모에 영향을 주는 것을 알 수 있다. 제안된 병렬 자속 관측기의 경우, ω 주파수 의 크기 및 위상에는 영향을 주지 않는다. 하지만, $h\omega$ 주파수에 대해서는 분모 항을 크게 증대시켜

전달 함수 이득을 영(0)에 가깝게 만들어 해당 고조파를 제거할 수 있게 한다.

$$\frac{\hat{\lambda}_1}{v} = T_p(s) = \frac{2\zeta_1|\omega|}{(s^2 + 2\zeta_1|\omega|s + |\omega|^2) + s \frac{s^2 + |\omega|^2}{s + |\omega|} \sum e_h(s)} \quad (4.13)$$

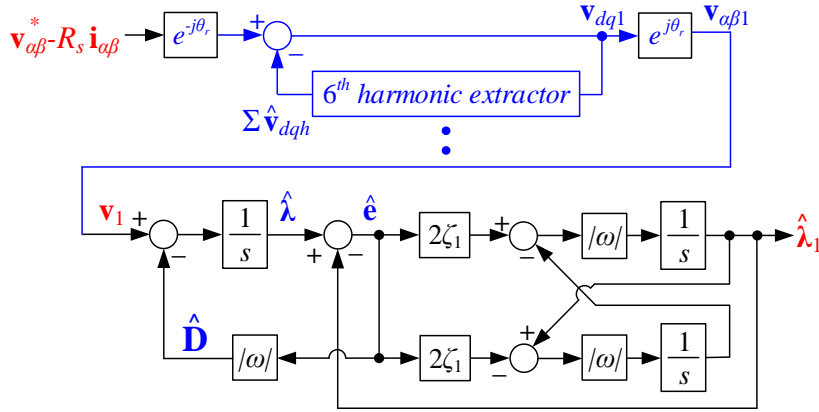


그림 4-10. 고조파 추출기를 직렬 연결한 자속 관측기의 블록도

그림 4-10은 고조파 추출기를 직렬 연결한(Series-FHE, SFHE) 자속 관측기의 블록도를 나타낸다. 이 경우, 고조파 추출기를 제안된 자속 관측기의 앞에 위치시킴으로써 전압 신호에 포함된 고조파 전압 성분을 우선적으로 제거하도록 한다. 단, 고조파 추출기는 동기 좌표계에서 동작하도록 설정하여 ω 주파수 성분에 대한 크기 및 위상 오차 유발을 방지하도록 한다. 결과적으로 고조파 추출기의 궤환 루프는 노치 필터 특성을 가지며 전압 신호 v 로부터 기본파 자속 $\hat{\lambda}_1$ 까지의 전달 함수 $T_s(s)$ 는 식 (4.14)와 같이 나타난다. 마찬가지로 고조파 추출기는 기본파 자속에는 영향을 끼치지 않으며, $(h+1)\omega$ 및 $(-h+1)\omega$ 차 고조파 성분을 확실하게 제거할 수 있다.

$$T_s(s) = \frac{1}{1 + \sum e_h(s - j\omega)} \cdot \frac{2\zeta_1|\omega|}{s^2 + 2\zeta_1|\omega|s + |\omega|^2} \quad (4.14)$$

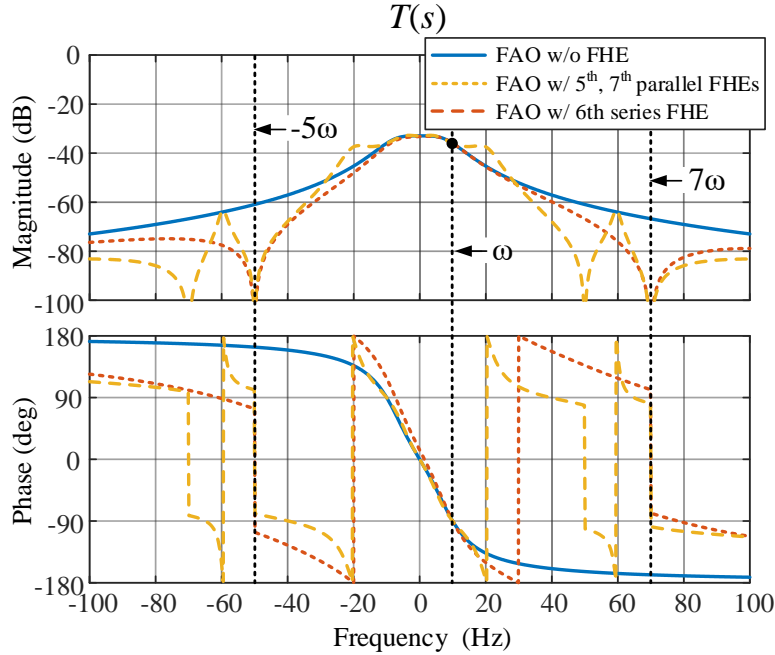


그림 4-11. 전압 모델 기반 자속 관측기의 주파수 응답 해석
 $(|\omega| = 2\pi \cdot 10, \zeta_1 = \zeta_h = 0.707)$

그림 4-11은 제안된 전압 모델 기반 자속 관측기의 주파수 응답 함수 (Frequency Response Function, FRF)를 나타낸다. 복소 벡터 주파수 응답 함수(complex-vector FRF)를 적용할 경우, 양(+) 및 음(-) 주파수 모두를 한 평면에서 나타낼 수 있으며 이는 음(-) 주파수를 포함한 보데 선도로 이해할 수 있다 [70], [71]. 이를 통해 주파수 적응 자속 관측기(FAO w/o FHE), 5차/7차 고조파 추출기를 병렬 연결한 주파수 적응 자속 관측기 (FAO w/ 5th, 7th parallel FHEs), 6차 고조파 추출기를 직렬 연결한 주파수 적응 자속 관측기(FAO w/ 6th series FHE)의 주파수 응답을 비교할 수 있다.

그림 4-11을 통해 ω 주파수 이하의 저주파 대역에서 고조파 추출기와 상관 없이 제안된 자속 관측기들은 유사한 주파수 응답 특성을 가지는 것을 알 수 있다. 마찬가지로, ω 주파수에 대해서도 모든 제안된 자속 관측기들은 순수 적분기와 동일한 특성을 가진다.

하지만 -5차 고조파 및 7차 고조파 성분은 고조파 추출기가 있어야 완전히 제거할 수 있다. 이때, 병렬 연결한 주파수 적응 자속 관측기 (FAO w/ 6th series FHE)는 기본파와 고조파 주파수 사이에서 크기 응답

(magnitude response)이 다소 증대한다. 이는 정상 상태에서 영향이 없지만 과도 상태에서 오버슈트(overshoot)와 같은 성능 저하를 유발할 수 있다. 이는 고조파 감쇠비 ζ_h 를 감소시켜 억제할 수 있다.

혹은 직렬 연결한 주파수 적응 자속 관측기를 적용할 경우, ζ_h 와 무관하게 오버슈트를 방지할 수 있다. 또한 고조파 추출기를 동기 좌표계에서 적용하여 6차 고조파 추출기 1개를 통해 -5차 및 7차 고조파 성분을 동시에 억제할 수 있다. 마찬가지로 12차 고조파 추출기를 통해 -11차 및 13차 고조파 성분을 동시에 억제할 수 있다. 인버터 비선형성 및 공간 고조파로 인해 유발된 저차 고조파 성분은 동기 좌표계 6차, 12차 성분이 대다수이므로 이는 유용하게 사용될 수 있다. 이때, 고조파 추출기의 수는 계산 부담과 필터링 성능 사이의 균형을 고려하여 적절히 설정되어야 한다.

4.3.2 전류 모델 기반 자속 관측기

전류 모델 자속 관측기의 경우, 식 (4.15)와 같이 전동기 제정수와 전류 측정 정보를 통해 정의할 수 있다. 여기서 $\mathbf{L}_s \equiv \text{diag}(L_{ds}, L_{qs})$ 는 고정자 인덕턴스, $\boldsymbol{\lambda}_f \equiv [\lambda_f, 0]^T$ 는 영구자석에 의한 쇄교자속을 의미한다. 앞에서 언급하였듯이 이는 정지(standstill) 상태를 포함한 저속 구간에서 바람직한 특성을 가진다. 저속 구간에서 전압 모델은 인버터 비선형성과 같은 작은 외란에도 큰 오차를 유발하나 전류 모델은 전류 신호에 기반하여 쉽게 추출 가능하다. 하지만 전류 모델은 전동기 제정수 오차에 취약하게 되고 이러한 자속 오차를 추정하기 위해 전류 관측기를 도입할 수 있다 [61], [62].

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{cm} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{dq} + \boldsymbol{\lambda}_f = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq} + \begin{bmatrix} \lambda_f \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.15)$$

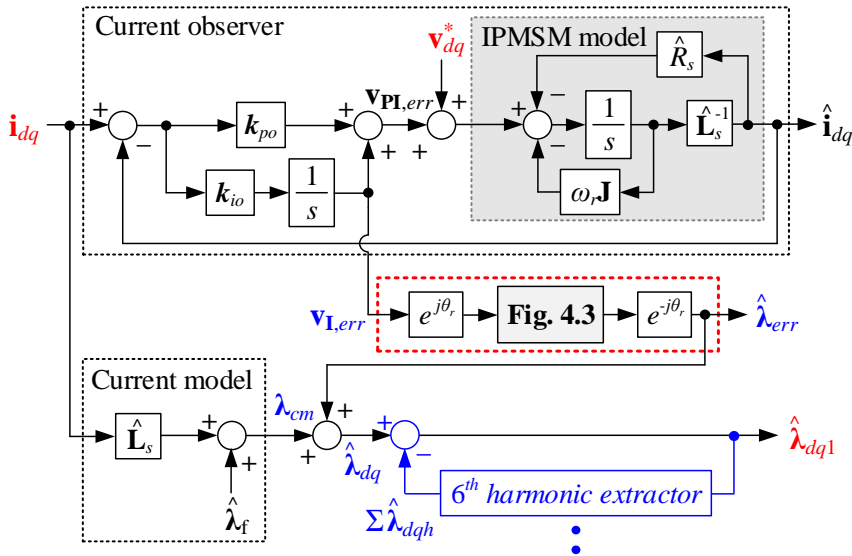


그림 4-12. 전류 관측기를 포함한 전류 모델 자속 관측기의 블록도

그림 4-12는 전류 관측기를 포함한 제안된 전류 모델 자속 관측기의 블록도를 나타낸다. 우선적으로 정상 상태 고정자 전압 방정식은 자속의 미분 항, $\mathbf{L}_s \cdot d\mathbf{i}_{dq}/dt$ 을 무시하면 식 (4.16)과 같이 표현될 수 있다. 또한 그림 4-12의 전류 관측기의 전압 방정식은 식 (4.17)과 같이 나타낼 수

있다. 여기서, 전류 관측기 PI 출력, $\mathbf{v}_{PI, err} \equiv [v_{PI, err}, v_{PI, err}]^T$ 은 영구자석 전동기 실제와 모델 간 오차를 메우는 역할을 한다. 식 (4.16)과 식 (4.17)을 연립하면 식 (4.18)과 같이 전동기 제정수 오차 성분이 전류 관측기 PI 출력에 나타남을 확인할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix}. \quad (4.16)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \hat{R}_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{PI, err} \\ v_{PI, err} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_d \\ \hat{\lambda}_q \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} v_{PI, err} \\ v_{PI, err} \end{bmatrix} = (R_s - \hat{R}_s) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d - \hat{\lambda}_d \\ \lambda_q - \hat{\lambda}_q \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

여기서 고정자 저항 R_s 을 정확히 알고 있다면 자속 오차 성분이 전류 관측기 PI 출력에 나타남을 알 수 있다. 단, 전류 관측기의 비례기 출력은 전류 오차에 민감하므로 전류 관측기의 적분기 출력만을 자속 오차 추정을 위해 사용하도록 한다. 이를 통해 정상 상태에서 기본과 자속 오차 정보는 전류 관측기의 적분기 항 $\mathbf{v}_{I, err}$ 에 DC 성분으로 포함되어 있음을 알 수 있다. 결과적으로 $\mathbf{v}_{I, err}$ 에 포함된 기본과 자속 오차 성분은 식 (4.19)와 같은 행렬 연산을 통해 전류 모델의 자속 오차 성분, $\hat{\lambda}_{err}$ 으로 변환될 수 있다 [62].

$$\hat{\lambda}_{err} = \frac{1}{\omega_r} \mathbf{J}^{-1} \mathbf{v}_{I, err} = -\frac{1}{\omega_r} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{v}_{I, err}. \quad (4.19)$$

$$\text{여기서, } \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{\lambda}_{err} = \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{d, err} \\ \hat{\lambda}_{q, err} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{I, err} = \begin{bmatrix} v_{Id, err} \\ v_{Iq, err} \end{bmatrix}.$$

제안된 자속 관측기에서는 붉은색 상자로 표시된 오차 보상 루프(error compensation loop), 즉, 좌표 변환(coordinate transformation)과 주파수 적응 자속 관측기(FAO)의 연속 연결을 통해서 $\hat{\lambda}_{err}$ 을 추출하도록 한다. 이와 같이 정지 좌표계에서 주파수 적응 자속 관측기가 동작하면 식 (4.19)의 기본과 자속 오차 추출 연산까지 수행할 수 있다. 여기서, $\mathbf{v}_{I, err}$ 은 자속

오차 성분 외에도 DC 오프셋 및 고조파 성분을 포함하고 있다. 이러한 외란 성분은 제안된 주파수 적응 자속 관측기를 통해 동특성 저감을 최소화하면서 억제될 수 있다.

다만, 제안된 전류 모델 자속 관측기는 전류 관측기 뿐만 아니라 전류 모델을 통해서도 고조파 외란이 전달되게 된다. 따라서 남아 있는 저차 고조파로 인한 고조파 자속 성분을 저감하기 위해 고조파 추출기를 이용한 노치 필터를 사용할 수 있다. 이를 통해 추정 자속 $\hat{\lambda}_{dq} \equiv [\hat{\lambda}_d, \hat{\lambda}_q]^T$ 에 남아 있는 동기 좌표계 6차 및 12차 고조파 성분을 효율적으로 제거할 수 있다. 이와 같이 주파수 적응 자속 관측기를 포함한 오차 보상 루프와 노치 필터를 사용할 경우, 전류 모델의 기본과 자속 추출 성능을 개선할 수 있다.

이때, 전류 관측기의 이득은 식 (4.20)과 같이 전동기 제정수와 관측기 주파수 대역 ω_{co} 으로 설정할 수 있다. 높은 ω_{co} 를 가질수록 전류 관측기 및 전류 자속 관측기의 동특성이 향상되나, 이로 인해 여러 외란 및 노이즈가 적분기 항에 포함되게 된다. 하지만 이는 오차 보상 루프 및 고조파 제거 과정을 통해 충분히 제거될 수 있다. 따라서 제안된 전류 모델 자속 관측기의 경우 충분히 높은 ω_{co} 를 가지도록 설정하는 것이 유리하다.

$$\mathbf{k}_{po} = \hat{\mathbf{L}}_s \omega_{co}, \quad \mathbf{k}_{io} = \mathbf{R}_s \omega_{co}. \quad (4.20)$$

다만, 오차 보상 루프는 극-저속(extremely low speed)에서 동작하게 되면 성능이 나빠질 수 있다. 이는 회전 주파수가 감소하게 되면 고정자 저항 오차, 인버터 비선형성, DC 오프셋과 같은 외란 성분의 영향이 증대되게 되고 기본과 자속 오차 성분과 외란 성분의 주파수 차이가 줄어들므로 신호 처리를 통해 구분해내기 힘들기 때문이다. 이와 같은 제정수 오차 및 DC 오프셋 영향을 억제하기 위하여 회전 속도가 0에 가까워질 경우 오차 보상 루프의 출력을 제한하여야 한다. 이를 통해 극-저속 영역 운전에서 여러 외란의 영향을 억제할 수 있다.

4.4 자속 관측기 구현 시 고려 사항

4.4.1 전동기 제정수 오차 및 오프셋 영향 분석

제안된 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기의 경우 DC 오프셋, 고조파와 같은 외란 성분을 제외한 기본파 자속 성분만을 추출할 수 있다. 추가적으로 제안된 전류 모델 자속 관측기의 경우 오차 보상 루프를 통해 자기포화 및 온도 변동으로 인한 전동기 제정수 오차를 보상할 수도 있다. 따라서 극-저속을 제외한 대부분의 구간에서 정적 인덕턴스 및 영구자석 쇄교자속 오차로 인한 영향을 제거할 수 있다. 다만, 고정자 저항 오차는 자속 오차 성분에 영향을 미치게 된다.

정상 상태에서 고정자 저항 오차 ΔR_s 로 인한 전류 모델 자속 오차 $\Delta \hat{\lambda}_i$, 전압 모델 자속 오차 $\Delta \hat{\lambda}_v$ 는 정상 상태 전압 방정식 식 (4.21)과 식 (4.22)에 기반하여 식 (4.23)과 같이 유도할 수 있다. 이를 통해 ΔR_s 로 인한 제안된 자속 관측기의 자속 오차, 즉 $\Delta \hat{\lambda}_i$, $\Delta \hat{\lambda}_v$ 는 동일하다는 것을 알 수 있다. 결과적으로 제안된 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기는 대부분의 운전 범위에서 동일한 정상 상태 성능을 갖게 된다.

$$\mathbf{v}_{dq} = R_s \mathbf{i}_{dq} + \omega_r \mathbf{J} \hat{\lambda}_{dq} . \quad (4.21)$$

$$\mathbf{v}_{dq} = \hat{R}_s \mathbf{i}_{dq} + \omega_r \mathbf{J} \hat{\lambda}_{dq} . \quad (4.22)$$

$$\Delta \hat{\lambda}_i = \Delta \hat{\lambda}_v = \frac{\Delta R_s}{\omega_r} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq} . \quad (4.23)$$

$$\text{여기서, } \Delta \hat{\lambda}_i = \lambda_i - \hat{\lambda}_i, \quad \Delta \hat{\lambda}_v = \lambda_v - \hat{\lambda}_v, \quad \Delta R_s = R_s - \hat{R}_s .$$

마찬가지로 동기 좌표계 기본파 오차 성분, 즉 오프셋 전압 $\Delta \mathbf{v}_{dq}$ 에 의해 발생하는 정상 상태 오차는 정상 상태 전압 방정식 식 (4.21)과 식 (4.24)에 기반하여 식 (4.25)와 같이 유도된다. 이와 같은 $\Delta \mathbf{v}_{dq}$ 는 인버터 비선형성과 같은 여러 전압 합성 오차로 인해 발생할 수 있다. 이 또한 $\Delta \mathbf{v}_{dq}$ 로 인한 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기의 오차가 동일하다는 것을 보여준다.

$$\hat{\mathbf{v}}_{dq} = R_s \mathbf{i}_{dq} + \omega_r \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{dq}. \quad (4.24)$$

$$\Delta \hat{\boldsymbol{\lambda}}_i = \Delta \hat{\boldsymbol{\lambda}}_v = -\frac{1}{\omega_r} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \Delta \mathbf{v}_{dq}. \text{ 여기서, } \Delta \mathbf{v}_{dq} = \mathbf{v}_{dq} - \hat{\mathbf{v}}_{dq}. \quad (4.25)$$

식 (4.23), 식 (4.25)의 분모 항을 통해 운전 속도가 0에 가까워질수록 고정자 저항 및 오프셋 오차 성분에 의해 발생하는 정상 상태 오차가 커지는 것을 알 수 있다. 이를 통해 극-저속에서 자속 관측기의 성능이 현저히 떨어지는 것을 확인 가능하다. 따라서 제안된 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기는 극-저속에서 제한적으로 사용되어야 한다.

4.4.2 자속 관측기 간 절환 방안

일반적으로 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기 간의 절환을 위해 그림 4-2와 같은 고피나스 형태 관측기가 사용된다. 이는 식 (4.26)와 같이 교차 주파수 ω_o 근처에서 전류 모델과 전압 모델 사이의 부드러운 절환이 가능도록 한다. 이를 통해 ω_o 이하에서는 전류 모델 자속 관측기, ω_o 이상에서는 전압 모델 자속 관측기 영향이 커지도록 비중이 변동한다. 따라서 ω_o 는 전압 모델 자속 관측기가 전류 모델 자속 관측기보다 더욱 정확해지는 주파수 대역으로 설정되어야 한다.

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{\alpha\beta} = \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\zeta_o \omega_o s + \omega_o^2} \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{i,\alpha\beta} + \frac{s^2 + 2\zeta_o \omega_o s}{s^2 + 2\zeta_o \omega_o s + \omega_o^2} \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{v,\alpha\beta}. \quad (4.26)$$

하지만, 제안된 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기의 경우 정상 상태 성능이 동일하므로 ω_o 설정이 크게 중요하지 않다. 또한 고피나스 형태의 경우 전 운전 영역에서 자속 추정을 위해 전류 모델과 전압 모델이 동시에 사용된다. 따라서, 전 운전 영역에서 전류 모델과 전압 모델 관측기 알고리즘을 모두 수행해야 하고 이는 DSP의 계산 부담을 증대시킨다.

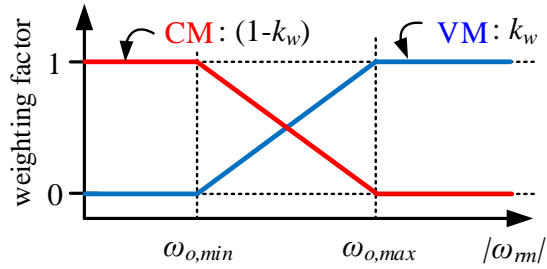


그림 4-13. 전압 모델과 전류 모델 자속 관측기 사이의 절환

이를 억제하기 위하여 고피나스 형태가 아닌 가중치(weighting factor) 개념을 도입할 수 있다. 이 경우, 제안된 혼합 모델 자속 관측기는 식 (4.27)과 같이 전류 모델과 전압 모델의 가중치 합으로 구성된다. 이때, 가중치는 그림 4-13과 같이 운전 속도 ω_{rm} 에 따라 변동하도록 설정할 수 있다. 여기서 운전 속도 $\omega_{o,min}$ 이하에서는 전류 모델 자속 관측기만 $\omega_{o,max}$ 이상에서는 전압 모델 자속 관측기만 동작하게 된다. 또한 전류 모델과 전압 모델 자속 관측기 사이의 절환은 $\omega_{o,min}$ 과 $\omega_{o,max}$ 사이에서 이루어진다. 이를 통해 혼합 모델 자속 관측기를 단순화할 수 있으며, 정상 상태에서 계산 부담을 저감할 수 있다.

$$\hat{\lambda}_{\alpha\beta} = (1-k_w)\hat{\lambda}_{i,\alpha\beta} + k_w\hat{\lambda}_{v,\alpha\beta} . \quad (4.27)$$

개별 자속 관측기의 초기 동작 시, 전류 모델 및 전압 모델에 포함된 적분기의 초기 조건 오차로 인해 자속 추정 오차가 발생할 수 있다. 이러한 초기 오차를 억제하기 위해, 각 관측기는 도입 전에 우선적으로 동작(background operation)하여 정상 상태에 수렴하도록 한다. 이를 통해 절환 시 발생할 수 있는 오버슈트를 방지할 수 있다.

4.4.3 디지털 시지연을 고려한 보상 방안

제어기 혹은 관측기를 디지털로 구현할 경우, DSP의 계산 부담 및 PWM 출력에 의해 시지연(time delay)이 필연적으로 발생한다. 이러한 디지털 시지연(digital delay)은 연산 시간으로 인한 계산 시지연(calculation delay)과 PWM으로 인한 평균 출력 시지연(PWM delay)으로 구분하여 나타낼 수 있다. 제어 주기 T_{smp} 를 고려한 전류 측정으로부터 연산 및 PWM 출력까지의 시간 순서는 그림 4-14와 같이 나타난다 [72].

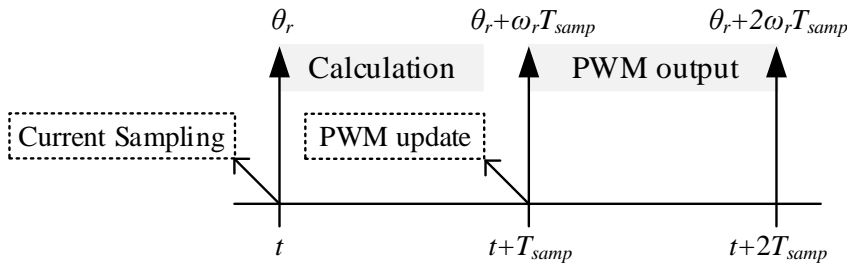


그림 4-14. 전류 측정, 연산 및 PWM 출력의 순서 [72]

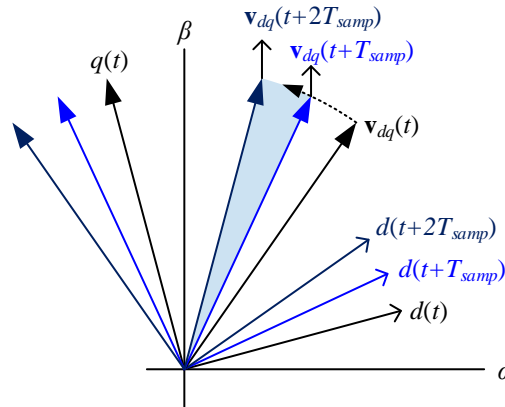


그림 4-15. 시간 진행에 따른 동기 좌표계 기준 좌표축 회전 [72]

이를 통해 전류 측정 시점으로부터 실제 전압 출력이 나타날 때까지, 계산 시지연 $1T_{smp}$ 와 평균 PWM 시지연 $0.5T_{smp}$ 가 발생함을 확인할 수 있다. 이로 인해 그림 4-15와 같이 동기 좌표계 기준 좌표축이 이동하게 되며, 이를 보상하지 않으면 출력 전압의 위상 오차가 발생하게 된다.

따라서 참고문헌 [72]에서 전류 제어기 디지털 구현 시 발생하는 시지연 $1.5T_{smp}$ 를 보상하기 위한 보상 기법이 제시되었으며 이를 통해 출력 전압의 위상 시지연 $1.5\omega_r T_{smp}$ 를 저감할 수 있다.

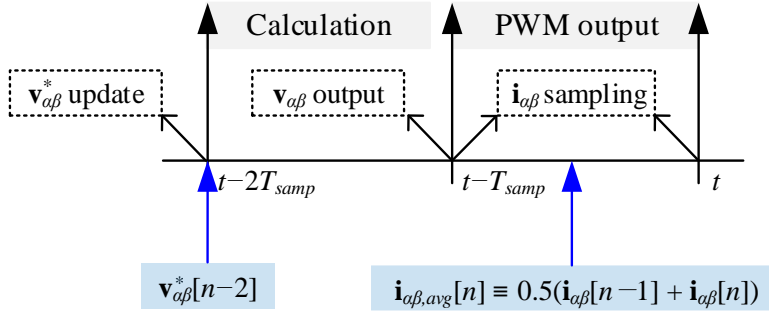


그림 4-16. 디지털 시지연을 고려한 전압 지령-출력 전류 동기화

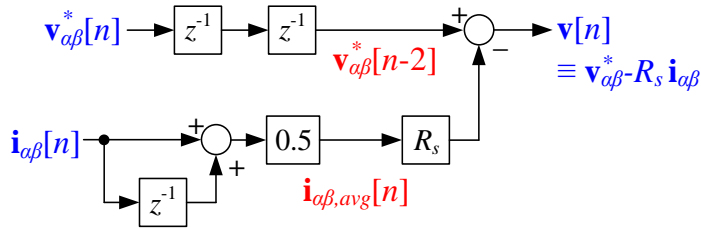


그림 4-17. 디지털 시지연을 고려한 역기전력 신호 계산 블록도

마찬가지로 자속 추정기의 구현 시에도 이러한 디지털 시지연을 고려하여 전압 지령과 측정 전류 간의 시점을 맞추어야 한다. 전압 지령 $v_{\alpha\beta}^*$ 으로부터 출력 전압 $v_{\alpha\beta}$, 출력 전류 $i_{\alpha\beta}$ 간의 관계는 그림 4-16과 같다. 이때, $2T_{smp}$ 이전의 전압 지령 $v_{\alpha\beta}^*[n-2]$ 으로 인해 발생하는 출력 전류 $i_{\alpha\beta,avg}[n]$ 는 $1T_{smp}$ 이전 전류 $i_{\alpha\beta}[n-1]$ 와 현재 전류 $i_{\alpha\beta}[n]$ 의 평균 값으로 나타낼 수 있다. 결과적으로, 디지털 시지연을 고려한 현재 시점의 역기전력 신호 $v[n]$ 는 그림 4-17의 구현 방법을 통해 구할 수 있다. 이를 통해 부하 속도 증대 시 발생할 수 있는 추정 자속 오차를 다소 저감할 수 있다.

4.5 시뮬레이션 및 실험 결과

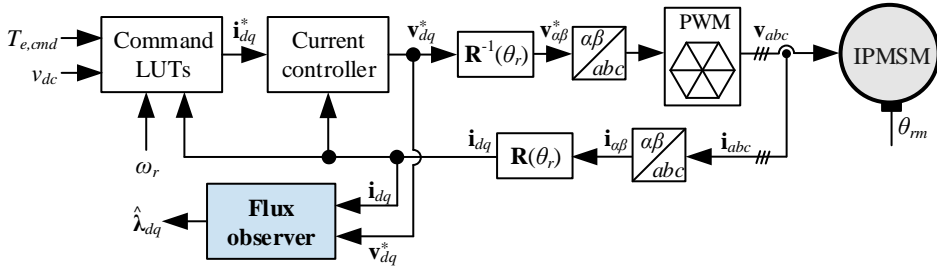


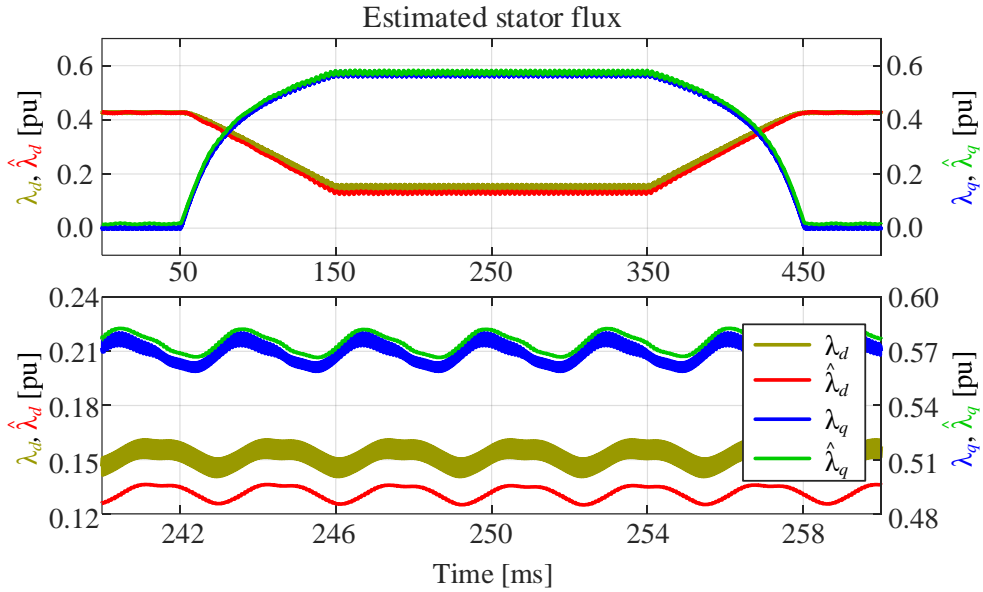
그림 4-18. 자속 관측기 검증을 위한 제어 블록도

그림 4-18은 제안된 기본과 자속 관측기 검증을 위한 제어 블록도를 나타낸다. 제안된 알고리즘은 푸른색 상자로 표시된 자속 관측기(flux observer)에서 전압 지령 v_{dq}^* , 측정 전류 i_{dq} 에 기반하여 추정 자속 $\hat{\lambda}_{dq}$ 를 생성한다. 우선 시뮬레이션의 경우, 실제 자속 λ_{dq} 을 추출하여 비교할 수 있다. 그러나 실험 시에는 미리 구한 2-차원 쇄교자속 참조표 $\lambda_{dq,table}$ 를 선형 보간하여 추출하고, 이를 추정 자속 $\hat{\lambda}_{dq}$ 와 비교하기로 한다. 이때, $\lambda_{dq,table}$ 은 정상 상태 고정자 전압 방정식을 통해 미리 실험적으로 구할 수 있다 [73]. 한편 스위칭 주파수 및 샘플링 주파수는 12 kHz이며 감쇠비 ζ_l , ζ_h 는 0.707로 동일하게 설정하였다. 또한 저차 고조파를 제거하도록 고조파 추출기는 직렬 연결 시 6차, 병렬 연결 시 5, 7차를 사용하였다. 전류 관측기의 주파수 대역 ω_{co} 는 $2\pi \cdot (500 \text{ Hz})$ 로 설정하였다.

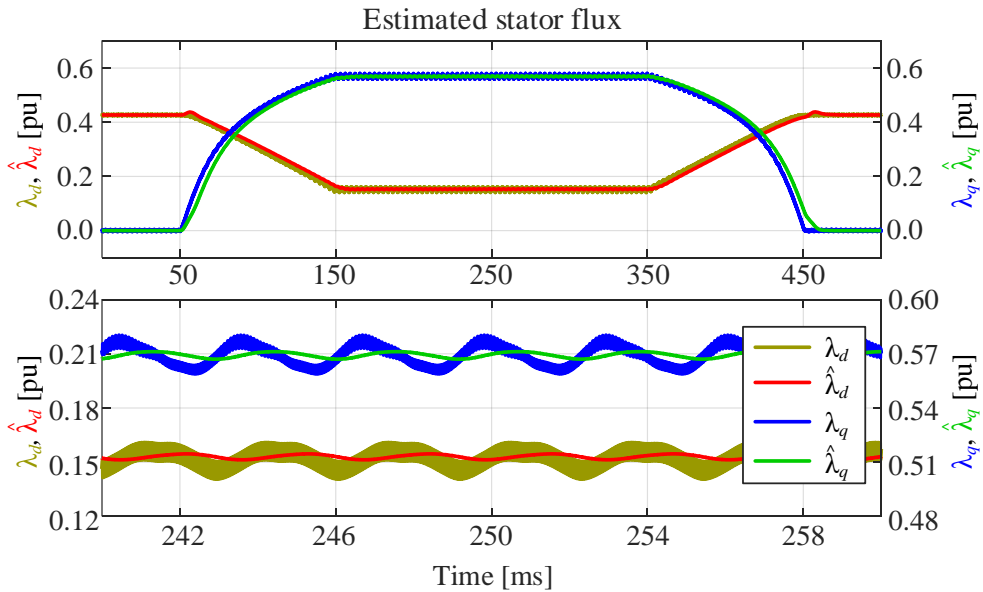
시뮬레이션 및 실험에서 토크 지령은 10 pu/s, 부하 속도는 3.75 pu/s의 기울기로 변동한다. 이러한 조건 하에서 토크 지령 T_e^* 및 부하 속도 ω_{rm} 변동에 대해 제안된 알고리즘의 타당성과 성능을 검증하였다. 이때, 전류 지령 i_{dq}^* 는 앞서 언급한 운전 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 에 기반하여 생성된다.

4.5.1 시뮬레이션 결과

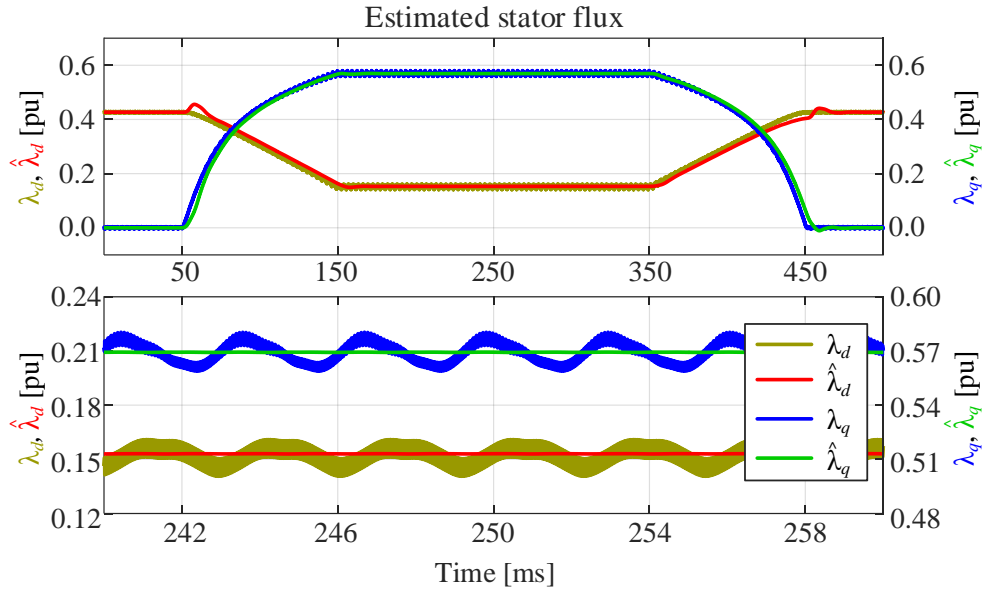
A. 전압 모델 자속 관측기(VM observer)



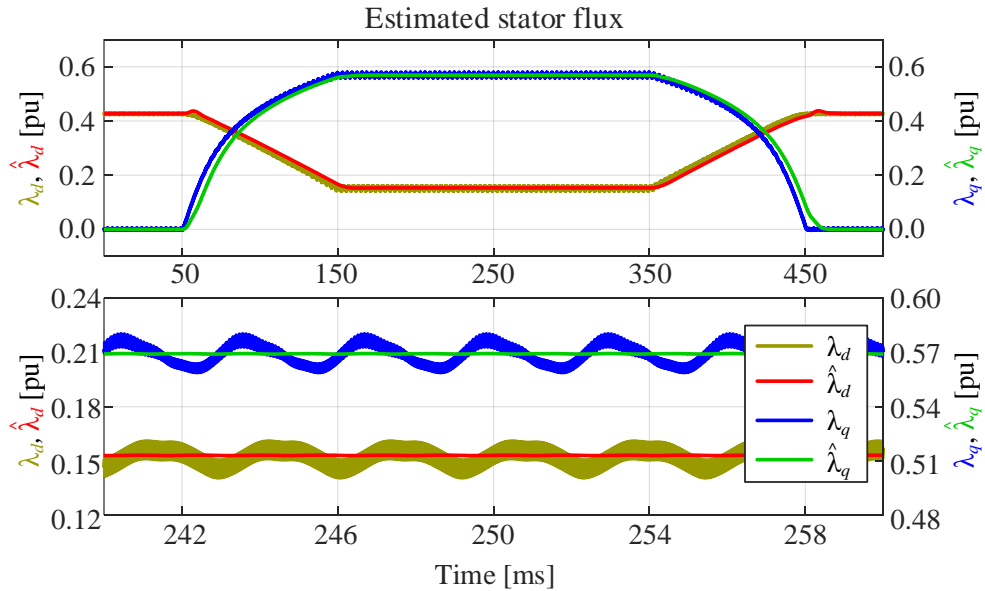
(a) 저역 통과 필터, 2 Hz



(b) 제안된 주파수 적응 자속 관측기



(c) 제안된 주파수 적응 자속 관측기 + 병렬 고조파 추출기(5, 7차)



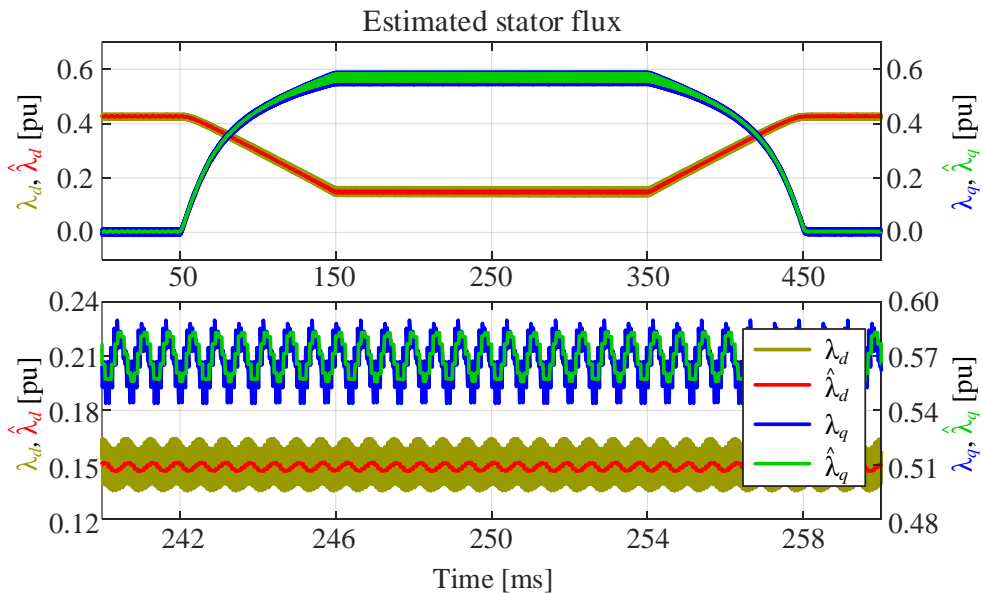
(d) 제안된 주파수 적응 자속 관측기 + 직렬 고조파 추출기(6차)

그림 4-19. 시뮬레이션 1: 저속 운전 시 전압 모델 자속 관측기

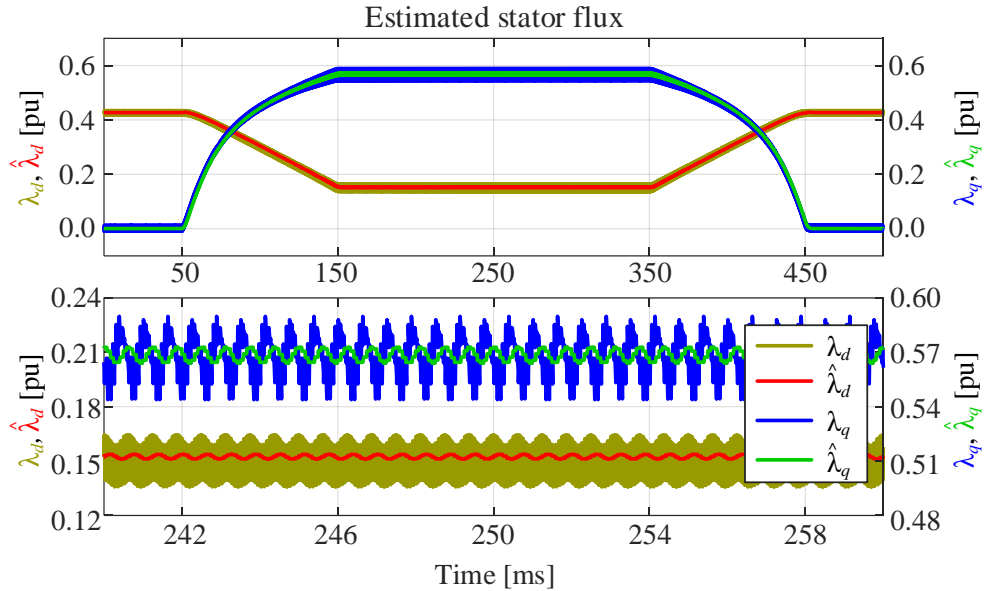
그림 4-19 는 저속 운전 시, 토크 지령 변동에 대한 전압 모델 자속 관측기의 성능을 보여준다. 이때, 토크 지령은 0.0 pu 에서 1.0 pu 로 0.1 초 간 증가하다가 0.1 초 후 다시 감소한다. 부하 속도는 0.1 pu 로 설정하였다. 여기서, 동기 좌표계 실제 자속 및 추정 자속은 각각 (λ_d, λ_q),

$(\hat{\lambda}_d, \hat{\lambda}_q)$ 로 표시되었으며 이를 통해 정상 상태만 아니라 과도 상태에서의 자속 추정 성능을 알 수 있다. 이때, (λ_d, λ_q) 는 공간 고조파에 따른 6 고조파 및 12 고조파 전류 리플으로 인해 고조파 자속을 포함하게 된다. 다만, 기본파 자속 추출을 위해 이러한 고조파 성분은 자속 관측기에 의해 억제되어야 한다. 기존 저역 통과 필터의 적분기 초기 조건 값은 영 전류 시 추정 자속 값으로 설정하였다.

단순히 저역 통과 필터를 적용할 경우, 저속 운전 시 그림 4-19(a)와 같이 추정 자속에 DC 오프셋 및 고조파 성분이 그대로 포함되게 된다. 이에 따라 추가적인 크기 및 위상 오차 보상이 필요하다. 반면에 제안된 주파수 적응 자속 관측기는 그림 4-19(b)와 같이 DC 오프셋 및 고조파 성분을 상당히 억제할 수 있다. 게다가 6 차 공간 고조파는 병렬 고조파 추출기를 적용하여 그림 4-19(c)와 같이 확실하게 저감할 수 있다. 다만 고조파 추출기의 감쇠비 ζ_h 가 클 경우, 병렬 고조파 추출기에 의해 과도 상태에서 오버슈트가 발생할 수 있다. 하지만 직렬 고조파 추출기를 적용하면 그림 4-19(d)와 같이 정상 상태 고조파 및 과도 상태 오버슈트 모두 억제 가능하다.



(a) 저역 통과 필터, 2 Hz



(b) 제안된 주파수 적응 자속 관측기

그림 4-20. 시뮬레이션 2: 고속 운전 시 전압 모델 자속 관측기

그림 4-20은 고속 운전 시, 동일한 토크 지령 변동에 대한 전압 모델 자속 관측기의 성능을 보여준다. 이때, 부하 속도는 0.5 pu로 설정하였다. 저역 통과 필터를 적용할 경우, 그림 4-20(a)와 같이 고속 운전 시 DC 오프셋에 의한 영향은 그림 4-19(a)의 저속 운전에 비해 약간 저감된다. 하지만, 추정 자속은 저차 고조파 성분을 그대로 포함하게 된다. 그에 비해 제안된 주파수 적응 자속 관측기는 그림 4-20(b)와 같이 DC 오프셋 뿐만 아니라 저차 고조파 외란 또한 상당히 억제할 수 있다. 고속 운전 시, 공간 고조파로 인해 발생하는 저차 고조파 성분은 제안된 주파수 적응 관측기의 2차 저역 통과 필터만으로도 상당히 억제 가능하다. 또한 과도 상태에서 추정 자속 또한 시지연 없이 추정 가능하다. 이를 통해 시험용 전동기의 경우, 고조파 추출기 없이 제안된 주파수 적응 자속 관측기만으로도 충분히 기본과 자속 추정이 가능함을 알 수 있다.

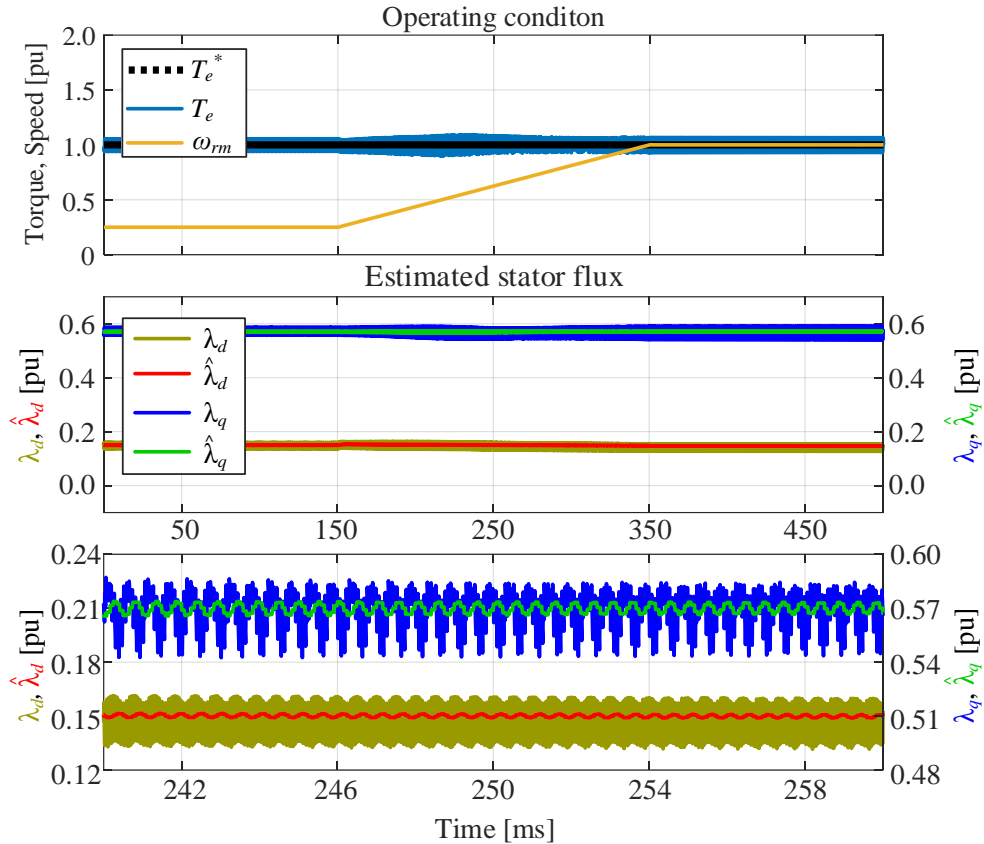
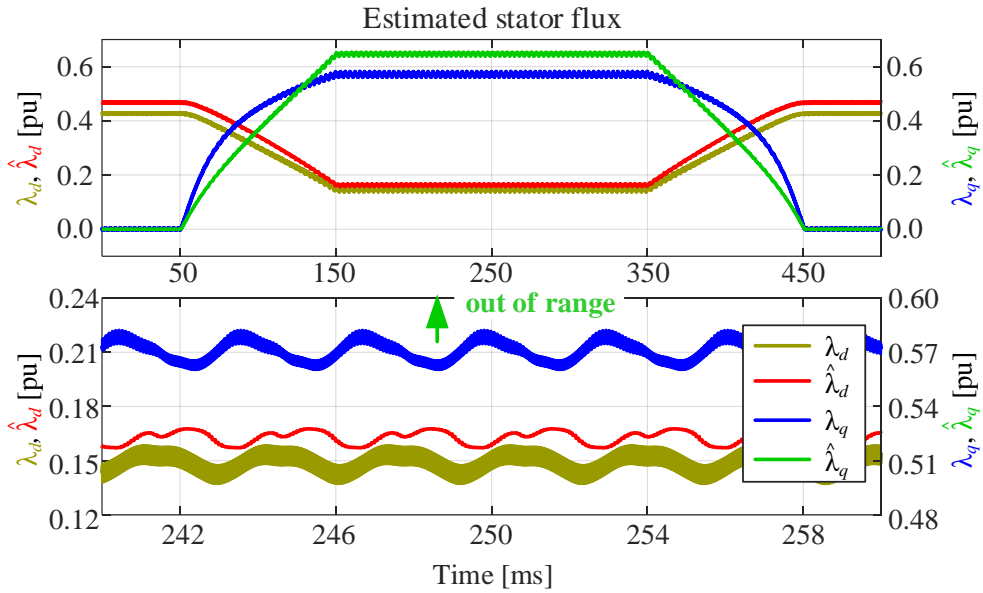


그림 4-21. 시뮬레이션 3: 속도 변동 시 제안된 자속 관측기 성능

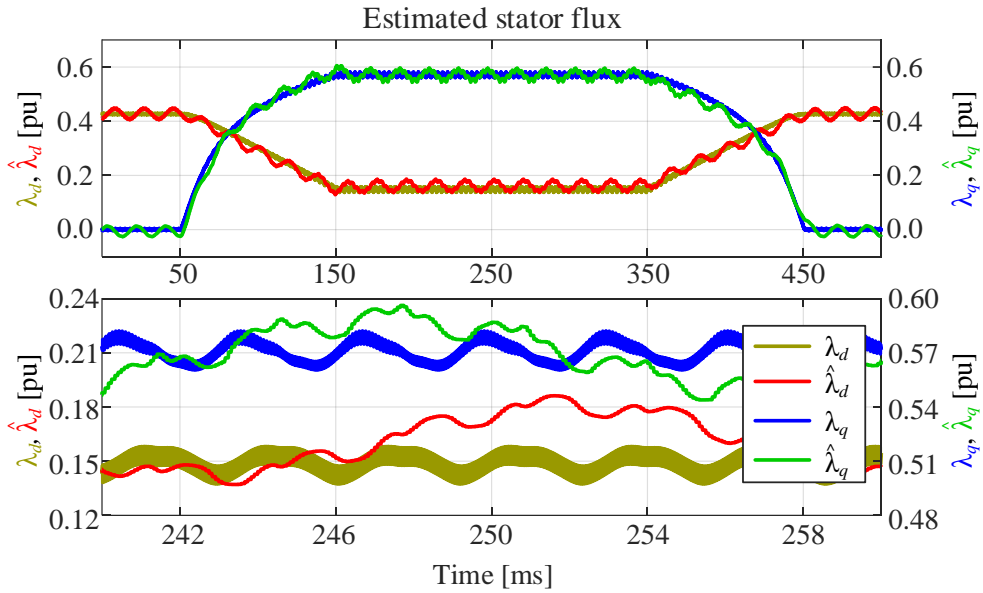
그림 4-21은 부하 속도 변동에 따른 제안된 전압 모델 자속 관측기의 성능을 보여준다. 이때 토크 지령은 1.0 pu로 일정하게 두고, 부하 속도는 0.25 pu에서 1.0 pu으로 0.2 초 동안 선형적으로 증가하도록 설정하였다.

제안된 주파수 적응 자속 관측기의 경우, 경사(ramp) 형태의 순간적인 속도 변동에도 문제 없이 빠르게 기본과 자속을 추정할 수 있다. 이를 통해 주파수 이득 ω 를 전기적 속도의 절대값 $|\omega_r|$ 과 동일하도록 빠르게 갱신 할 경우, 제안된 기본과 자속 관측기가 충분한 과도 상태 및 정상 상태 성능을 가짐을 확인하였다. 또한 고속에서 제안된 주파수 적응 자속 관측기만으로도 충분히 저차 고조파 성분 저감이 가능함을 알 수 있다.

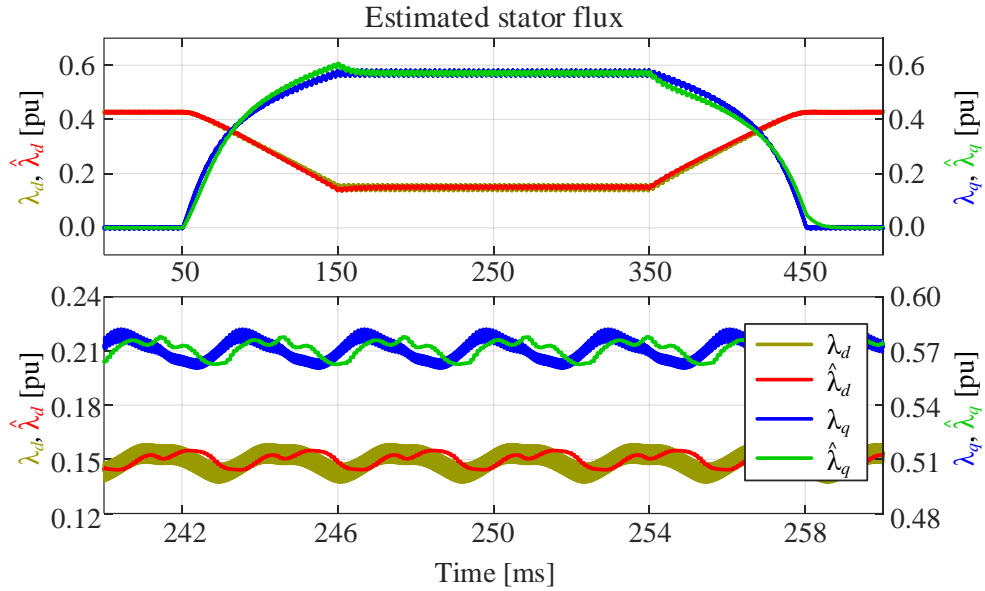
B. 전류 모델 자속 관측기(CM observer)



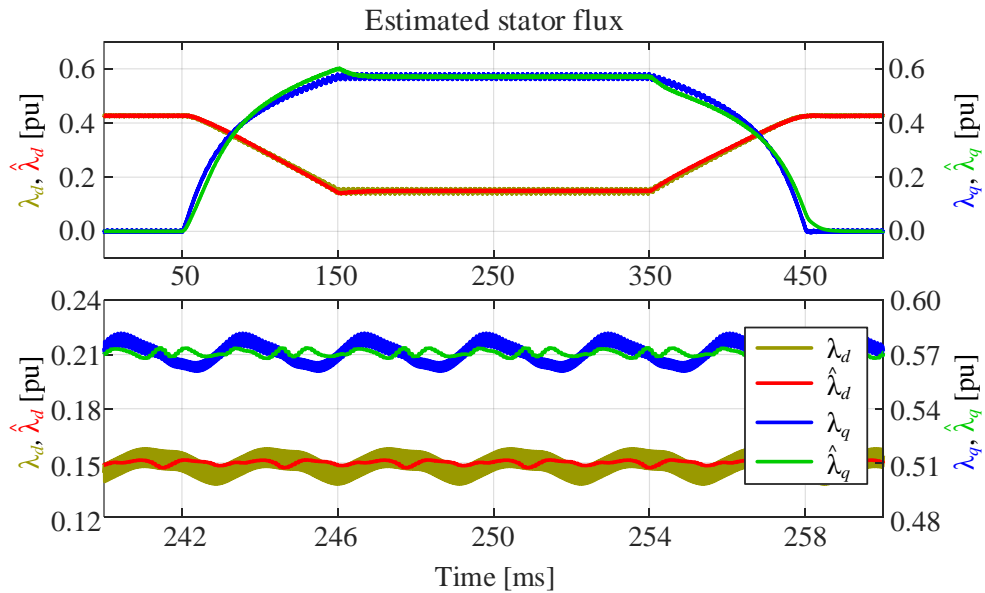
(a) 기존 전류 모델



(b) 기존 외란 입력 분리부로 구현한 전류 관측기 [62]



(c) 제안된 주파수 적응 자속 관측기로 구현한 전류 관측기



(d) 제안된 전류 관측기 및 고조파 추출기

그림 4-22. 시뮬레이션 4: 저속 운전 시 전류 모델 자속 관측기

그림 4-22 는 저속 운전 시, 토크 지령 변동에 따른 전류 모델 자속 관측기의 성능을 보여준다. 이때, 토크 지령 및 부하 속도는 그림 4-19 의 조건과 동일하게 설정하였다. 기존 전류 모델의 제정수는 최대 토크 운전 시 실제 제정수와 약 5 ~ 10 %의 오차가 나도록 설정하였다.

단순히 기존 전류 모델을 적용할 경우, 정적 인덕턴스와 영구자석의 쇠교자속 제정수 정확도에 따라 성능이 변동하게 된다. 따라서, 최대 토크 운전점에서 심한 자기포화로 인해 기존 전류 모델은 그림 4-22(a)와 같이 큰 자속 추정 오차를 유발하게 된다. 참고문헌 [62]에서 제안된 외란 입력 분리부(Disturbance Input Decoupling, DID)로 구현한 전류 관측기의 경우, 연속 필터의 구현 정밀도에 따라 성능이 크게 좌우되게 된다. 이에 따라 연속 필터의 크기 및 위상 지연으로 인해 그림 4-22(b)와 같이 추정 자속에 저차 저조파(subharmonics)와 DC 오프셋이 포함되게 된다. 반면에 제안된 주파수 적응 자속 관측기로 구현한 경우, 기본파 자속의 크기 및 위상 오차가 발생하지 않으므로 뛰어난 자속 추정 성능을 보여준다. 따라서, 그림 4-22(c)와 같이 추정 자속의 저차 고조파 및 DC 오차 성분을 억제할 수 있다. 남아 있는 추정 자속의 저차 고조파 성분은 6 차 병렬 고조파 추출기를 통해 그림 4-22(d)와 같이 저감 가능하다.

다만 시험용 전동기의 경우, 공간 고조파 성분이 크지 않아 저차 고조파 성분 저감을 위한 고조파 추출기의 성능을 실험적으로 확인하기 힘들다. 따라서, 공간 고조파가 큰 다른 시험용 전동기에 대해서도 마찬가지로 시뮬레이션 및 실험을 통해 제안된 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기의 성능을 검증하였다. 이는 부록 A 에 추가하였다.

4.5.2 실험 결과

A. 전압 모델 자속 관측기(VM observer)

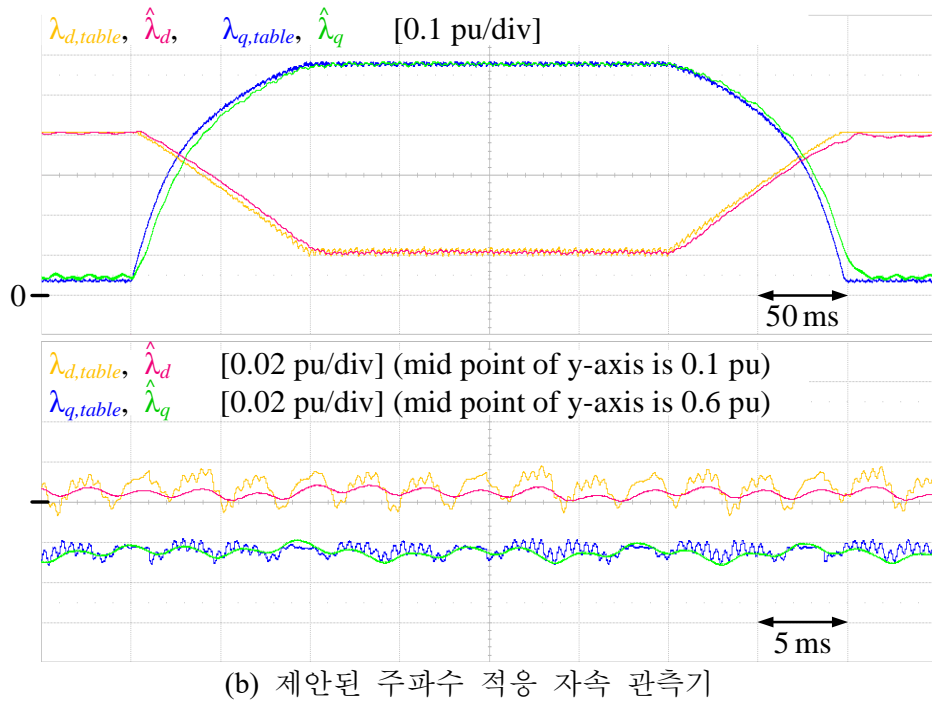
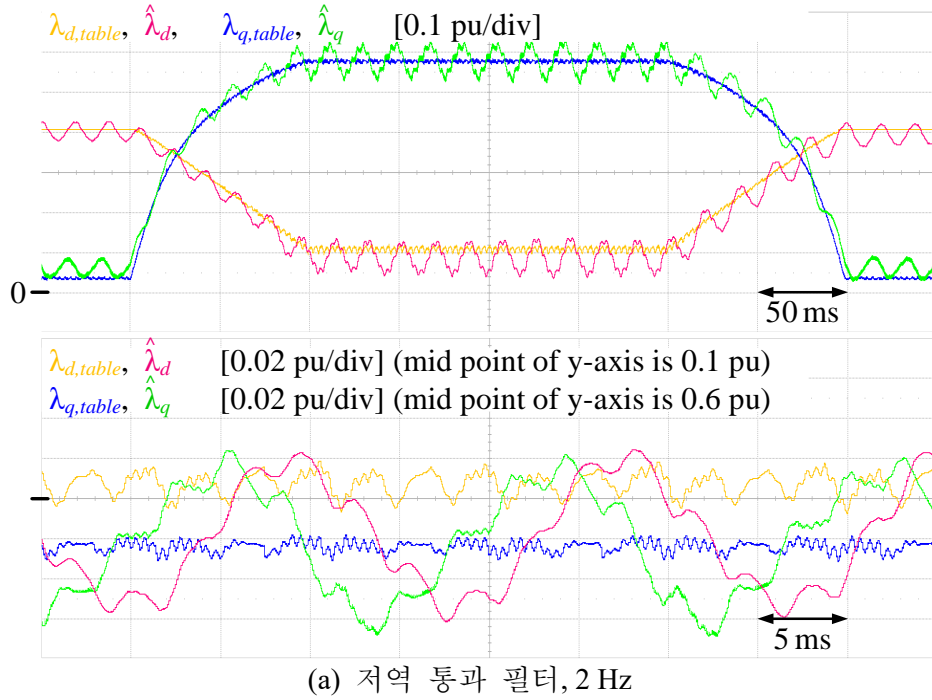
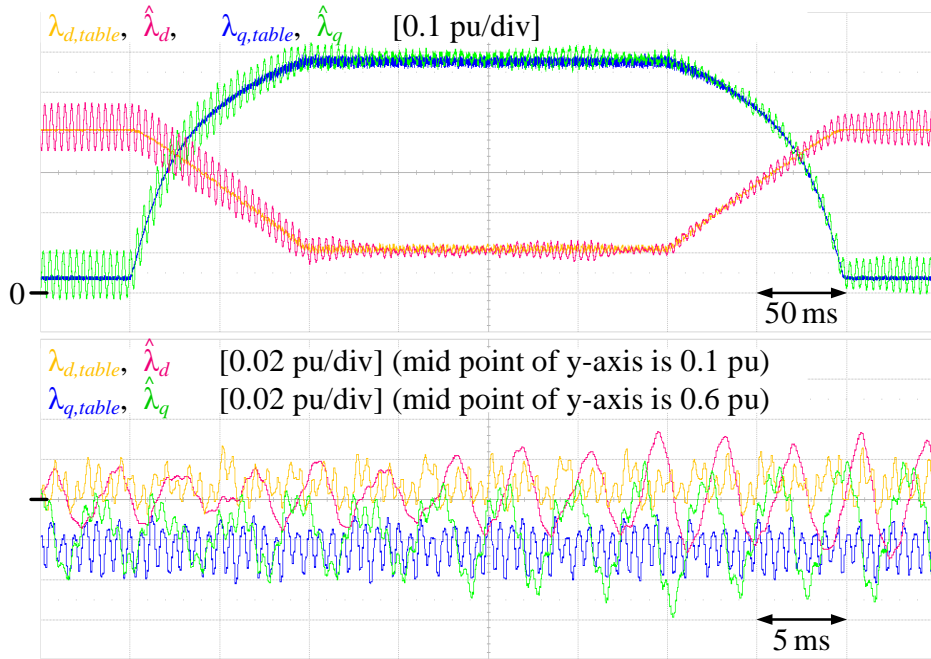
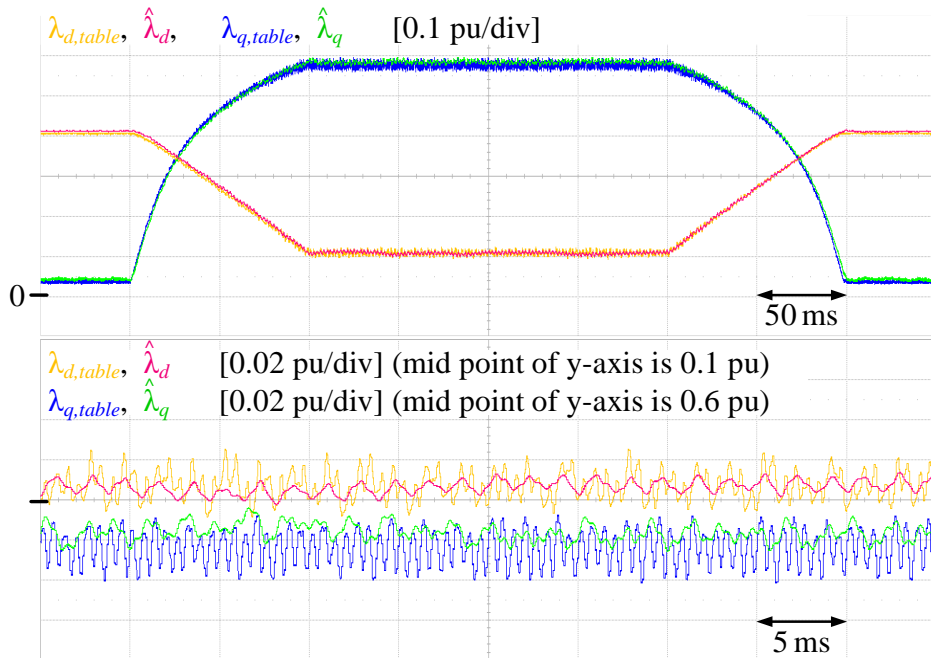


그림 4-23. 실험 1: 저속 운전 시 전압 모델 자속 관측기

그림 4-23 은 그림 4-19 와 동일한 조건 하에서 토크 지령 변동 시 전압 모델 자속 관측기의 성능을 실험 결과를 통해 보여준다. 단, 실험 검증 시 최소 토크는 정격 토크의 2 %, 즉 0.02 pu 로 설정하였다. 마찬가지로 그림 4-23(a)와 같이 단순히 저역 통과 필터를 적용할 경우, 추정 자속에 DC 오프셋 및 고조파 성분이 그대로 포함되게 된다. 따라서 저역 통과 필터 사용 시, 회전 속도에 따른 기본파 자속의 크기 및 위상 보상이 필요하다. 반면에 제안된 주파수 적응 자속 관측기를 적용할 경우, DC 오프셋 및 고조파 자속 성분을 상당히 억제할 수 있음을 그림 4-23(b)를 통해 확인할 수 있다. 또한 빠른 토크 지령 변동에도 불구하고 과도 상태에서 추정 자속 오차가 작다. 주파수 적응 자속 관측기 적용 시에도 남아 있는 저차 고조파는 고조파 추출기를 구현하여 저감 가능하다. 다만, 해당 시험용 전동기의 경우 공간 고조파 성분이 크지 않으므로 고조파 추출기 없이도 충분한 성능을 얻을 수 있다.



(a) 저역 통과 필터, 2 Hz

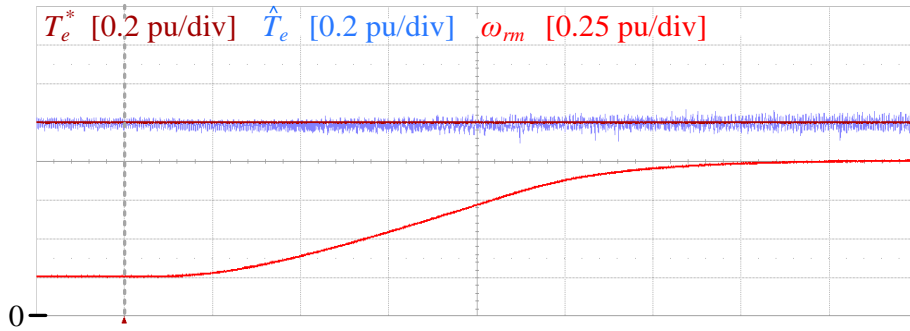


(b) 제안된 주파수 적응 자속 관측기

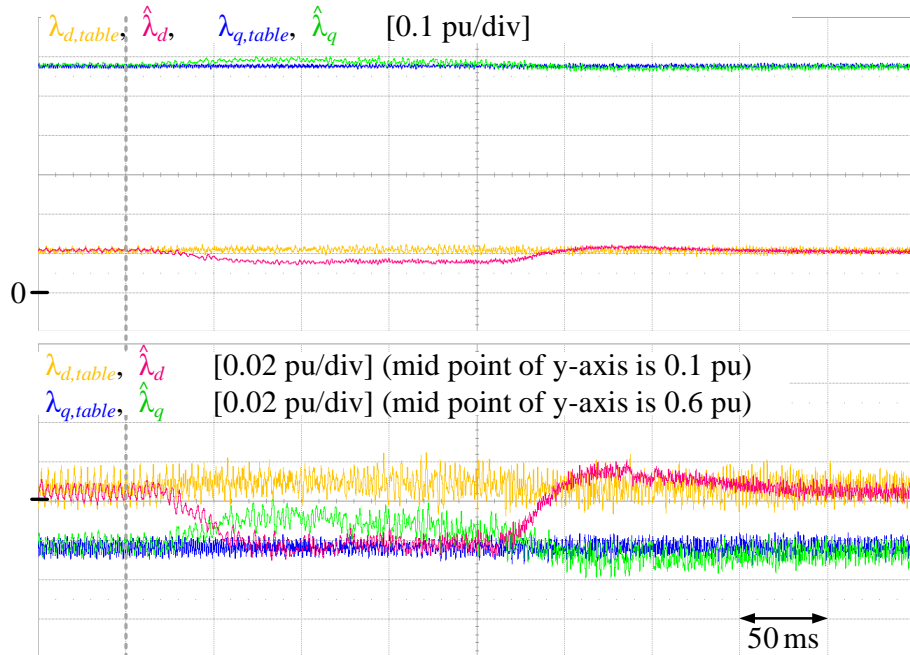
그림 4-24. 실험 2: 고속 운전 시 전압 모델 자속 관측기

그림 4-24 는 그림 4-20 과 동일한 고속 운전 조건 하에서 토크 지령 변동에 대한 전압 모델 자속 관측기의 성능을 보여준다. 저역 통과

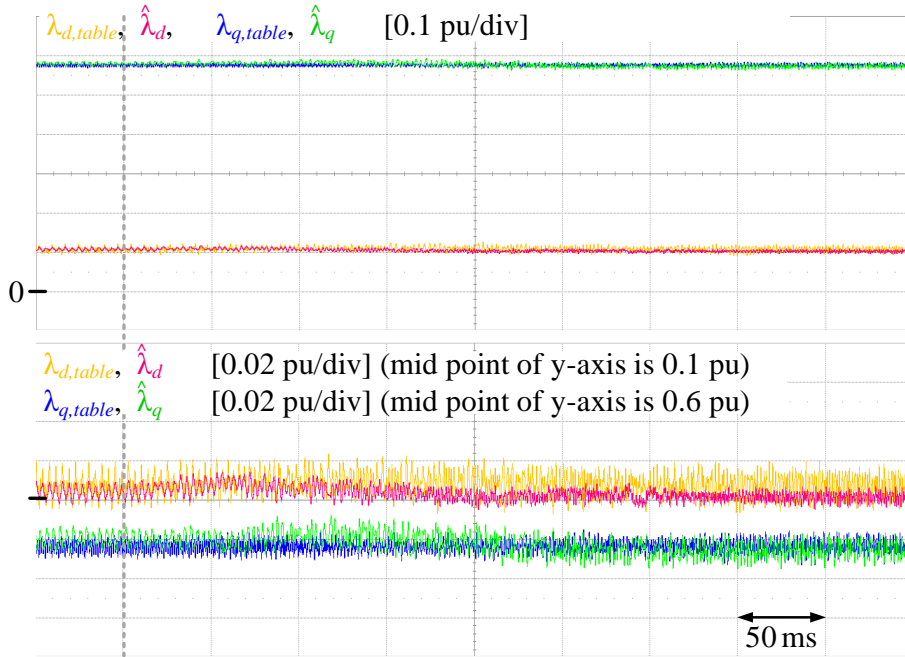
필터를 적용할 경우, 마찬가지로 그림 4-24(a)와 같이 약간의 DC 오프셋 성분과 저차 고조파 성분을 포함하게 된다. 반면에, 제안된 주파수 적응 자속 관측기는 그림 4-24(b)와 같이 DC 오프셋과 저차 고조파 성분을 상당히 억제할 수 있다. 이를 통해 제안된 주파수 적응 관측기의 경우, 고속에서 충분한 과도 상태 및 정상 상태 성능을 확보할 수 있다는 것을 확인할 수 있다.



(a) 운전 조건 ($T_e^* = 1$ pu 일정)



(b) 속도 관측기 주파수 대역이 낮을 경우 ($\omega_{obs} = 2\pi \cdot (20 \text{ Hz})$)



(c) 속도 관측기 주파수 대역이 높을 경우 ($\omega_{obs} = 2\pi(40 \text{ Hz})$)

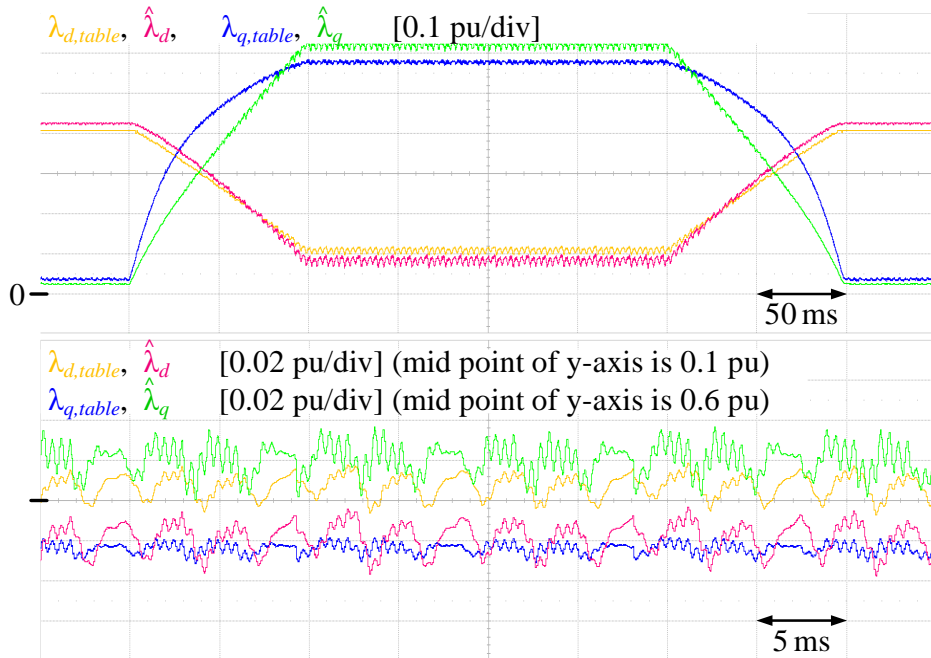
그림 4-25. 실험 3: 속도 변동 시 제안된 자속 관측기 성능

그림 4-25는 그림 4-21과 같이 부하 속도 변동 시, 제안된 주파수 적응 자속 관측기의 성능을 보여준다. 단, 실험 시 부하기의 속도 제어 대역폭 제한으로 인해 그림 4-25(a)에서 볼 수 있듯이 약간의 시지연이 존재한다. 하지만 최고 부하 속도 기울기는 시뮬레이션과 동일하다.

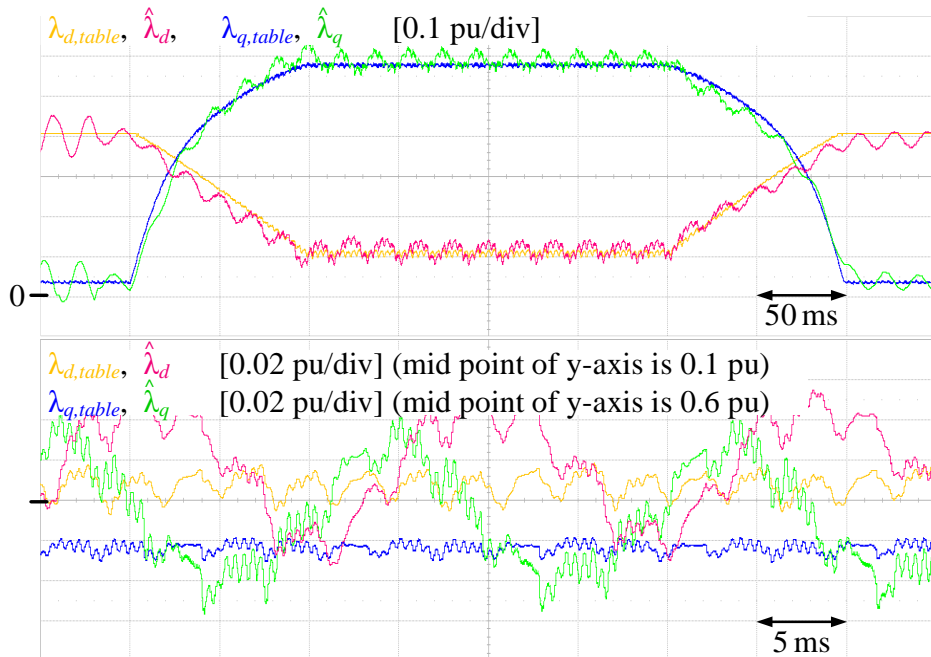
실험에서 주파수 이득 $|\omega|$ 는 속도 관측기(speed observer) 추정 속도 $|\omega_{r,est}|$ 에 맞추어 실시간으로 갱신된다. 이에 따라 속도 변동 시 자속 관측기 성능은 속도 관측기의 주파수 대역 ω_{obs} 에 의해 제한될 수 있다.

그림 4-25(b)와 (c)는 속도 관측기 주파수 대역이 각각 20 Hz, 40 Hz 일 때 자속 추정 성능을 보여준다. 그림 4-25(b)를 통해 속도 관측기 주파수 대역이 낮을 경우, 부하 속도 변동 시에 자속 추정 오차가 발생함을 확인할 수 있다. 하지만, 속도 관측기 주파수 대역이 높을 경우 그림 4-25(c)와 같이 과도 상태에서도 어려움 없이 기본과 자속을 추정할 수 있다. 이를 통해 운전 속도에 따라 주파수 이득 ω 를 빠르게 갱신하면 제안된 자속 관측기는 부하 속도 변동에 충분히 강인함을 확인하였다.

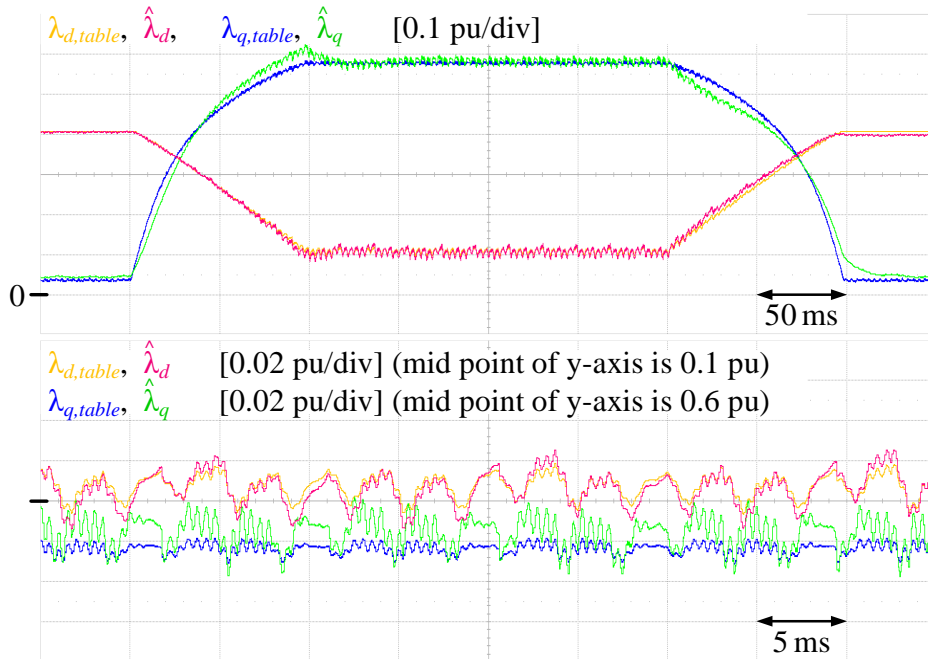
B. 전류 모델 자속 관측기(CM observer)



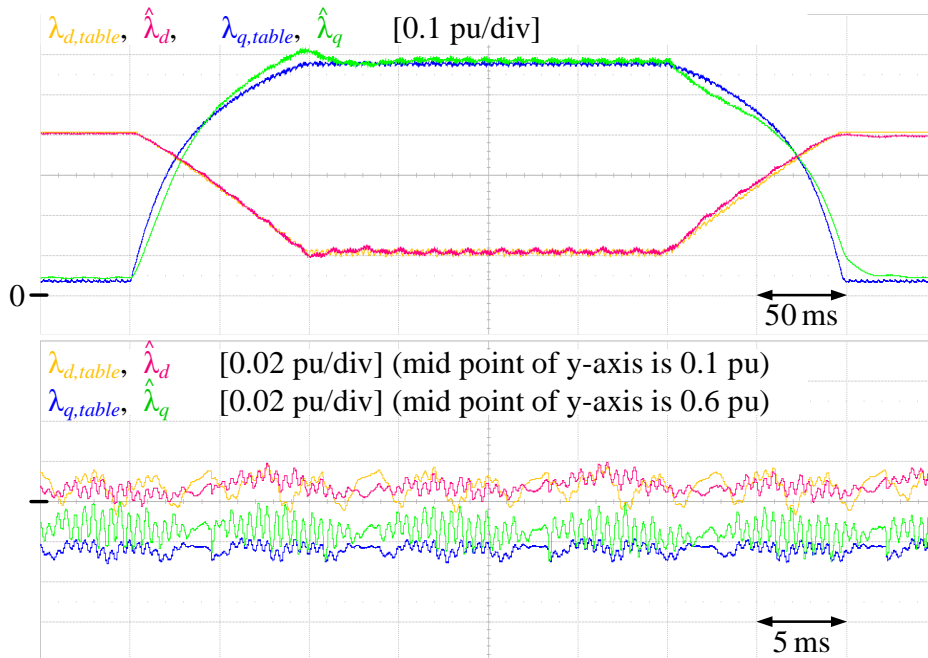
(a) 기존 전류 모델



(b) 기존 외란 입력 분리부로 구현한 전류 관측기 [62]



(c) 제안된 주파수 적응 자속 관측기로 구현한 전류 관측기



(d) 제안된 전류 관측기 및 고조파 추출기

그림 4-26. 실험 4: 저속 운전 시 전류 모델 자속 관측기

그림 4-26은 그림 4-22와 동일한 저속 운전 조건 하에서, 토크 지령 변동에 따른 전류 모델 자속 관측기의 성능을 보여준다. 마찬가지로 단순히 기존 전류 모델을 적용할 경우, 그림 4-26(a)와 같이 정적 인덕턴스와 영구자석 쇠교자속 제정수 오차에 따라 추정 자속에 오차가 발생하게 된다. 이러한 자속 오차는 자기포화가 심한 최대 토크 운전 시에 더욱 증가한다. 참고문헌 [62]에서 제안된 외란 입력 분리부로 구현한 전류 관측기 또한 그림 4-26(b)와 같이 자속 오차가 발생하게 된다. 이를 억제하기 위해서는 연속 필터를 디지털 영역에서 정밀하게 구현할 것이 요구되나 이는 DSP에 추가적인 계산 부담을 발생시킨다. 반면에 제안된 주파수 적응 관측기로 오차 보상 루프를 구현할 경우, 그림 4-26(c)와 같이 기본과 자속 오차를 크게 저감할 수 있다. 또, 남아 있는 저차 고조파 성분은 6차 병렬 고조파 추출기를 통해 그림 4-26(d)와 같이 저감 가능하다. 혹은 전류 리플에 의한 고차 고조파 성분이 많이 발생하는 경우, 저역 통과 필터를 통해 고조파 성분을 저감할 수 있다. 결과적으로 전류 모델 자속 관측기에 제안된 주파수 적응 자속 관측기를 적용하여 자속 오차를 효과적으로 보상할 수 있다.

다만, 해당 시험용 전동기의 경우 제안된 전압 모델 자속 관측기, 즉 주파수 적응 자속 관측기만으로도 충분한 성능을 얻을 수 있다. 따라서, 기존 전류 모델과 제안된 주파수 적응 자속 관측기 간의 절환만으로도 충분한 자속 추정 성능을 가질 수 있다. 하지만, 전동기의 자기포화 및 공간 고조파 특성에 따라 개별 자속 관측기의 성능은 변동할 수 있다. 앞서 언급했듯이 제안된 자속 관측기의 타 전동기 실험 결과는 부록 A에 포함하였다.

제 5장 신호 주입 기반 동적 인덕턴스 추정기

본 장에서는 신호 주입에 기반한 동적 인덕턴스 추정 방안에 대해서 다루고자 한다. 우선적으로 5.1절에서는 기존 신호 주입 기반 알고리즘의 특성을 비교하고 자기 및 상호 인덕턴스 추정에 적합한 방안에 대해서 논의하고자 한다. 이를 통해 기존 동적 인덕턴스 추정 알고리즘의 한계를 파악하고 동적 인덕턴스 추출에 적합한 신호 주입 방법에 대해서 언급하고자 한다. 또한 5.2절에서는 회전 속도에 따른 동기 좌표계 상호 교차항을 고려하여 동기 좌표계에서 고주파 전압과 고주파 전류 간의 관계를 모델링하도록 한다. 이를 통해 전동기 회전 속도에 따라 변동하는 고주파 임피던스 및 어드미턴스를 정의할 수 있다.

이에 기반하여 5.3절에서는 전동기 회전 시에도 추정이 가능한 기본과 동적 인덕턴스 추정기를 제안하고자 한다. 이는 전압 주입 형태에 따라 정현파 전압 고주파 주입 방안 및 구형파 전압 고주파 주입 방안으로 나눌 수 있으며, 각 방법에 따라 신호 처리 방안 또한 달라지게 된다. 이를 통해 전동기 회전 시에도 신호 주입을 통해 운전점에서의 동적 인덕턴스를 추출 할 수 있다. 5.4절에서는 고주파 신호 주입 시 고려해야 할 여러 영향에 대해 분석하고, 제안된 고주파 주입 방안의 제약에 대해서 언급하고자 한다. 최종적으로 5.5절에서는 시뮬레이션 및 실험 검증을 통해 제안된 동적 인덕턴스 추정기의 성능을 확인하도록 한다.

5.1 신호 주입 알고리즘 특성

고주파 신호 주입 방법은 돌극성이 있는 전동기의 센서리스(sensorless) 제어를 위해 주로 사용된다. 이러한 센서리스 알고리즘을 적용할 경우, 고주파 신호에 대한 응답을 통해 정지 혹은 저속 운전 구역에서도 위치 센서 없이 전동기를 구동할 수 있게 된다. 기존 신호 주입 센서리스 알고리즘의 경우, 고주파 주입 방법을 통해 전동기의 회전자 자속각 정보를 추출하게 되며 이는 전동기의 동적 인덕턴스 정보에 기반한다고 볼 수 있다. 따라서, 이러한 센서리스 알고리즘에 적용된 고주파 전압 주입 기법과 신호 처리 기법은 유사하게 동적 인덕턴스 추정에 적용될 수 있다. 이에 따라 기존의 동적 인덕턴스 추정 방안은 물론 여러 센서리스 제어 기법의 특성을 살펴보고자 한다 [74].

기존 고주파 전압 주입 기반 센서리스 알고리즘의 경우, 크게 정지 좌표계 회전 벡터(rotating vector) 신호 주입 방안과 동기 좌표계 맥동(pulsating) 신호 주입 방안으로 나눌 수 있다.

우선적으로 정지 좌표계 정현파(sine wave) 회전 벡터 신호 주입 방안 [75], [76]은 식 (5.1)과 같이 정지 좌표계에서 공간적으로 회전하는 형태의 전압을 주입하게 된다. 주입 주파수가 회전 주파수보다 충분히 높고, 고정자 저항의 전압 강하 성분이 충분히 작을 경우 고주파 전압과 전류 사이의 상관 관계는 정지 좌표계에서 식 (5.2)와 같이 간략화할 수 있다. 따라서 식 (5.1)의 주입 전압에 따른 전류의 반응은 식 (5.3)과 같이 나타낼 수 있다. 하지만, 이는 과부하 운전 시 발생하는 교차결합 현상을 무시하고 자기 인덕턴스 L_{dd} , L_{qq} 만을 고려하여 동적 인덕턴스 추정에 있어 오차를 유발하게 된다.

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta h} = \begin{bmatrix} v_{\alpha h} \\ v_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix}. \quad (5.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha h} \\ v_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma L + \Delta L \cos 2\theta_r & \Delta L \sin 2\theta_r \\ \Delta L \sin 2\theta_r & \Sigma L - \Delta L \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$

여기서, $\Sigma L \equiv \frac{L_{dd} + L_{qq}}{2}$, $\Delta L \equiv \frac{L_{dd} - L_{qq}}{2}$, θ_r 은 회전자 각(rotor angle).

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{V_h}{\Sigma L^2 - \Delta L^2} \int \left\{ \Sigma L \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} - \Delta L \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r - \omega_h t) \\ \sin(2\theta_r - \omega_h t) \end{bmatrix} \right\} dt. \quad (5.3)$$

상호 동적 인덕턴스 L_{dq}, L_{qd} 를 고려할 경우, 주입 전압에 따른 전류의 반응은 정지 좌표계에서 식 (5.4)와 같이 나타낼 수 있다. 이러한 전압 방정식에 기반할 경우, 회전 벡터 전압 주입에 따른 전류 반응은 식 (5.5)와 같이 나타낼 수 있다. 이를 통해 상호 인덕턴스 L_{dq} 가 고주파 전류의 크기 및 역상분 전류의 각 오차 θ_{err} 를 유발함을 확인할 수 있다. 고주파 전류 크기 및 위상은 동적 인덕턴스 정보를 포함하고 있으므로 이를 기반으로 자기 및 상호 동적 인덕턴스 정보를 추출해 낼 수 있다 [77].

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha h} \\ v_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma L + \Delta L \cos 2\theta_r - L_{dq} \sin 2\theta_r & \Delta L \sin 2\theta_r + L_{dq} \cos 2\theta_r \\ \Delta L \sin 2\theta_r + L_{dq} \cos 2\theta_r & \Sigma L - \Delta L \cos 2\theta_r + L_{dq} \sin 2\theta_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{V_h}{\Sigma L^2 - \Delta L^2 - L_{dq}^2} \int \left\{ \Sigma L \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} - \sqrt{\Delta L^2 + L_{dq}^2} \begin{bmatrix} \cos(2(\theta_r - \theta_{err}) - \omega_h t) \\ \sin(2(\theta_r - \theta_{err}) - \omega_h t) \end{bmatrix} \right\} dt. \quad (5.5)$$

$$\text{여기서, } \theta_{err} \equiv \frac{1}{2} \text{atan2}(L_{dq}, -\Delta L).$$

참고문헌 [46]에서는 정지 좌표계 회전 벡터 전압 주입에 기반한 동적 인덕턴스 추정 방안이 제시되었다. 이는 신호 주입에 따라 발생하는 고주파 정상분 전류, 고주파 역상분 전류의 크기 및 각 오차 성분 θ_{err} 에 기반하여 동적 인덕턴스를 추출하게 된다. 하지만 고주파 전류 크기 추출을 위해 DFT(Discrete Fourier Transform)를 수행할 뿐만 아니라 실제 각 θ_r 과 추정 각 $\hat{\theta}_r$ 사이의 각 오차 성분 θ_{err} 을 추출하기 위해 돌극성 추정 관측기(saliency-tracking observer)를 필요로 한다. 이로 인해 불필요한 계산 부담이 발생하게 된다. 또 정현파 주입으로 인해 주입 주파수가 제한되게 되며 이로 인해 전류 제어기의 대역폭이 제한될 수 있다. 더불어 고주파 임피던스 모델링 시, 회전 주파수 성분을 무시하여 운전 속도가 증대하게 되면 추정 임피던스의 정밀도가 떨어지게 된다.

동기 좌표계 맥동 신호 주입 방안 [78], [79]은 추정 각과 동기된 회전 좌표계의 한 축에 맥동하는 형태의 전압을 주입하게 된다. 회전자 각을 정확히 알고 있을 경우 식 (5.6)과 같이 동기 좌표계 d-축에 정현파 맥동 전압을 주입할 수 있다. 마찬가지로 주입 주파수가 회전 주파수보다 충분히 높고 고정자 저항의 전압 강하 성분이 충분히 작을 경우, 상호 인덕턴스를 고려한 고주파 임피던스는 식 (5.7)과 같다. 이러한 전압 방정식에 기반할 경우, 주입 전압에 따른 전류의 반응은 식 (5.8)과 같이 나타낼 수 있다. 이를 통해 d-축 전압 주입만으로는 q-축 동적 인덕턴스 L_{qq} 를 추정할 수 없음을 알 수 있다. 따라서 한 축의 맥동 전압 주입만으로는 동적 인덕턴스 추정이 불가능하며, 최소한 두 축 이상의 맥동 전압 주입 혹은 회전 벡터 전압 주입이 필요하게 된다.

$$\mathbf{v}_{dqh} = \begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5.6)$$

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix}. \quad (5.7)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \frac{V_h}{L_{dd}L_{qq} - L_{dq}^2} \int \begin{bmatrix} L_{qq} & -L_{dq} \\ -L_{qd} & L_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix} dt. \quad (5.8)$$

기존 신호 주입 알고리즘의 경우 주입 전압 형태에 따라 정현파와 구형파(square wave)로 구분할 수 있다. 전압 형태를 정현파에서 구형파로 변경할 경우, 주입 주파수의 증대로 인해 제어 동특성을 크게 향상시킬 수 있으며 신호 처리 과정 또한 단순화할 수 있다.

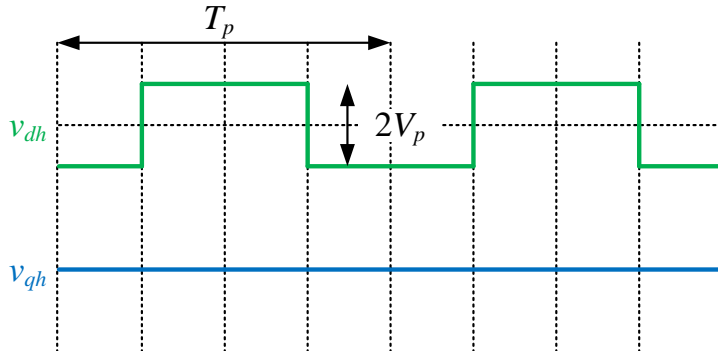


그림 5-1. 동기 좌표계 구형파 맥동 전압 파형 [80]

이에 따라 샘플링 전류의 차분(difference)을 통해 주입 주파수를 스위칭 주파수의 1/2로 증대시킨 동기 좌표계 구형파 맥동 전압 주입 방안이 참고문헌 [80]에서 제시되었다. 이때 주입 전압은 그림 5-1과 같은 파형을 갖는다. 구형파 주입 방법은 신호 처리 과정의 수정을 통해 이중 샘플링(double sampling) 시, 주입 주파수를 스위칭 주파수까지 높일 수 있다 [81]. 이러한 구형파 맥동 전압 주입 방법은 정지 및 저속 상태의 센서리스 알고리즘으로 주로 채택되고 있다 [82], [83]. 하지만 동기 좌표계 정현파 맥동 전압 주입 방법과 마찬가지로 한 축의 전압 주입으로 자기 및 상호 인덕턴스를 동시에 추정하기는 불가능하다.

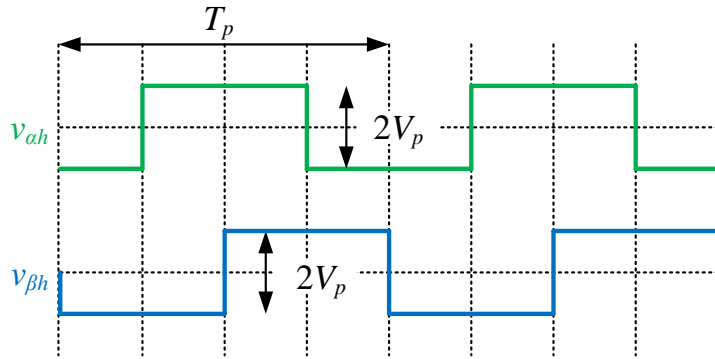


그림 5-2. 정지 좌표계 구형파 회전 벡터 전압 주입 파형 [84]

마찬가지로 정지 좌표계 구형파 회전 벡터 전압 주입 또한 가능하다. 참고문헌 [84]에서는 그림 5-2와 같은 주입 전압 파형을 통한 정지 및 저속 상태에서의 센서리스 운전이 제안되었다. 이를 통해 주입 주파수를 샘플링 주파수의 1/4까지 증대시킬 수 있어 동특성을 향상시킬 수 있다. 또한 신호 처리 과정 또한 훨씬 단순화하여 계산 부담을 저감할 수 있다. 이러한 구형파 회전 벡터 전압 주입 방법의 경우, 기존 정현파 회전 벡터 전압 주입 방법과 마찬가지로 자기 및 상호 인덕턴스 정보를 모두 포함하고 있다. 따라서, 샘플링 전류의 차분을 통해 동적 인덕턴스 정보를 추출해 낼 수 있으나 이에 대한 연구는 거의 이루어지지 않았다.

무엇보다도 기존 고주파 신호 주입 알고리즘의 경우 정지 혹은 저속 운전 시에만 사용되므로 전동기 회전 시 나타나는 동기 좌표계 상호 교차항(cross-coupling term)의 영향은 고려하지 않았다. 하지만 운전 속도가 증대할 경우, 상호 교차항으로 인해 추정 동적 인덕턴스에 오차가 발생하게 되므로 이에 대한 보상이 필요하다. 그러나, 상호 교차항에 따른 인덕턴스 오차 보상은 기존 신호 처리 방법에서 거의 고려되지 않았다.

앞서 언급했듯이 정지 좌표계 회전 벡터 전압 주입 방법을 적용할 경우, 동적 인덕턴스 추정이 가능하다. 다만 회전 속도 ω_r 성분을 고려할 경우 고주파 임피던스 모델링이 매우 어렵고, 이로 인해 신호 처리 과정 또한 복잡해져 계산 부담이 증대하게 된다. 이에 따라 본 논문에서는 동적 인덕턴스 추정을 위해 동기 좌표계 회전 벡터 전압 주입 방법을 채택하도록 한다. 이 경우, 고주파 임피던스 모델을 단순화하여 신호 처리 과정을 간략화 할 수 있다. 결과적으로 구형파 혹은 정현파 주입 방법 적용 시 회전 속도 변동에 관계 없이 간단한 신호 처리를 통해 동적 인덕턴스의 추정이 가능하다.

5.2 고주파 임피던스 모델링

앞서 언급했듯이 고정자 전압 방정식은 식 (5.9)와 같이 쇄교자속의 함수로 나타낼 수 있다. 여기서 쇄교자속은 선형화된 자속 모델을 통해 식 (5.10)과 같이 모델링할 수 있다. 이때, ‘-’는 대신호(large-signal), 즉 운전점을 의미하고, ‘~’는 소신호(small-signal), 운전점 부근의 작은 변화를 의미한다.

$$\mathbf{v}_{dq} = R_s \mathbf{i}_{dq} + s \boldsymbol{\lambda}_{dq} + \omega_r \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}. \quad (5.9)$$

$$\text{여기서, } \mathbf{v}_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{dq} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\lambda}_{dq} = \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{dq} = \bar{\boldsymbol{\lambda}}_{dq} + \mathbf{L}_{dq} \tilde{\mathbf{i}}_{dq}. \quad (5.10)$$

$$\text{여기서, } \bar{\boldsymbol{\lambda}}_{dq} = \begin{bmatrix} \bar{\lambda}_d \\ \bar{\lambda}_q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{i}}_{dq} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix}.$$

이러한 쇄교자속 모델을 전압 방정식에 대입할 경우, 식 (5.11)과 같은 유도과정을 통해 대신호 모델과 소신호 모델로 구분 가능하다. 이에 따라 최종적으로 식 (5.12)와 같은 소신호 모델을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{v}}_{dq} + \tilde{\mathbf{v}}_{dq} &= R_s (\bar{\mathbf{i}}_{dq} + \tilde{\mathbf{i}}_{dq}) + s (\bar{\boldsymbol{\lambda}}_{dq} + \mathbf{L}_{dq} \tilde{\mathbf{i}}_{dq}) + \omega_r \mathbf{J} (\bar{\boldsymbol{\lambda}}_{dq} + \mathbf{L}_{dq} \tilde{\mathbf{i}}_{dq}) \\ &= R_s (\bar{\mathbf{i}}_{dq} + \tilde{\mathbf{i}}_{dq}) + s \mathbf{L}_{dq} \tilde{\mathbf{i}}_{dq} + \omega_r \mathbf{J} (\mathbf{L}_{dq} \tilde{\mathbf{i}}_{dq} + \bar{\boldsymbol{\lambda}}_{dq}) \\ &= (R_s \bar{\mathbf{i}}_{dq} + \omega_r \mathbf{J} \bar{\boldsymbol{\lambda}}_{dq}) + (R_s \mathbf{I} + s \mathbf{L}_{dq} + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_{dq}) \tilde{\mathbf{i}}_{dq}. \end{aligned} \quad (5.11)$$

$$\tilde{\mathbf{v}}_{dq} = (R_s \mathbf{I} + s \mathbf{L}_{dq} + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_{dq}) \tilde{\mathbf{i}}_{dq}. \quad (5.12)$$

정상 상태에서 고주파 전압 주입 시, 주입 전압과 유기된 전류 사이의 관계는 소신호 모델을 통해 나타낼 수 있다. 고주파 주입 시, 동적 인덕턴스에 비해 저항 성분은 상대적으로 작으므로 충분히 무시할 수 있다. 저항 성분 R_s 를 무시하면 고주파 전압 및 전류 사이의 상관 관계는 식 (5.13)과 같이 간략하게 표현 가능하다. 이때, 고주파 주입 전압 $\mathbf{v}_{dqh} \equiv [v_{dh}, v_{qh}]^T$ 및 유기된 고주파 전류 $\mathbf{i}_{dqh} \equiv [i_{dh}, i_{qh}]^T$ 는 ‘h’를 아래 첨자로 표기하여 구분하도록 한다.

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = \left(s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix}. \quad (5.13)$$

따라서 전동기 회전 시, 고주파 임피던스 \mathbf{Z}_{dqh} 는 상호 교차항 $\omega_r \mathbf{J}$ 를 포함하여 식 (5.14)와 같이 정의할 수 있다. 이러한 고주파 임피던스의 역행렬은 고주파 어드미턴스 \mathbf{Y}_{dqh} 로 볼 수 있으며 이는 식 (5.15)와 같다.

$$\mathbf{Z}_{dqh}(s) = \left(s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} = (s\mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J}) \mathbf{L}_{dq}. \quad (5.14)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{dqh}(s) &= \left\{ \left(s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} s & -\omega_r \\ \omega_r & s \end{bmatrix}^{-1} \\ &= \frac{1}{(s^2 + \omega_r^2)} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix}^{-1} \left(s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right) \\ &= \frac{1}{(s^2 + \omega_r^2)} \mathbf{L}_{dq}^{-1} (s\mathbf{I} - \omega_r \mathbf{J}). \end{aligned} \quad (5.15)$$

5.3 제안된 동적 인덕턴스 추정기

5.3.1 정현파 전압 고주파 주입

A. 정현파(sine wave) 주입 시, 동적 인덕턴스 모델링

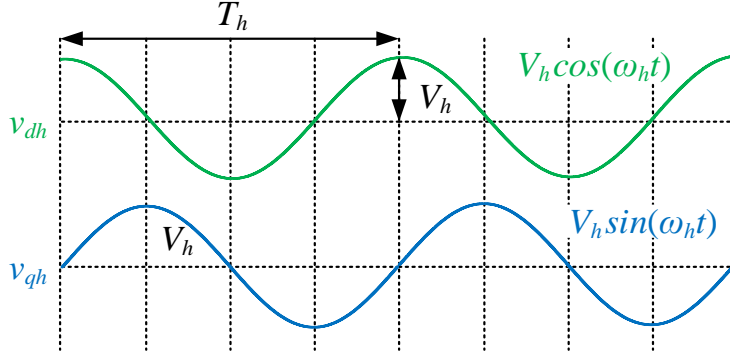


그림 5-3. 정현파 주입 시 주입 전압 파형

제안된 정현파 주입 방법의 경우, 그림 5-3과 같이 동기 좌표계 d-축, q-축에 정현파 전압이 인가된다. 이때, d-축 전압과 q-축 전압 사이에는 90도의 시지연이 발생하고 이를 통해 한 주기(1 period), $T_h \equiv 1/f_h$ 동안 회전 고주파 전압이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 이러한 회전 고주파 전압에 의해 유기된 회전 고주파 전류를 통해 동적 인덕턴스를 추정할 수 있다.

제안된 정현파 주입 방법에서 주입하는 고주파 전압은 식 (5.16)과 같으며 이로 인해 유기된 고주파 전류는 식 (5.17)과 같다. 단, 디지털 제어에 의한 $1.5T_{samp}$ 의 시지연을 고려하여 신호 처리 시 위상 지연을 보상해 주어야 한다.

$$\mathbf{v}_{dqh} = \begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix}. \quad (5.16)$$

$$\mathbf{i}_{dqh} = \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_d \cos(\omega_h t + \phi_d) \\ I_q \sin(\omega_h t + \phi_q) \end{bmatrix}. \quad (5.17)$$

주입된 고주파 전압과 유기된 고주파 전류 간의 관계는 식 (5.15)의 고주파 어드미턴스를 이용하여, 식 (5.18)과 같이 정의할 수 있다.

$$\mathbf{i}_{dqh} = \mathbf{Y}_{dqh}(j\omega_h) \cdot \mathbf{v}_{dqh} . \quad (5.18)$$

$\omega_h \equiv 2\pi f_h$ 의 주파수를 갖는 정현파 주입 시, 주입 전압과 유기된 전류 간의 관계, 즉 고주파 어드미턴스는 식 (5.19)의 유도 과정을 통해 식 (5.20)과 같이 간략화 할 수 있다. 이를 통해 전동기 회전 시에도 고주파 주입 전압과 동-위상(in-phase) 및 직교 위상(90° out-of-phase)을 가지는 고주파 전류 정보를 이용하여 동적 인덕턴스를 쉽게 추출할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} &= \frac{1}{(\omega_r^2 - \omega_h^2)} \mathbf{L}_{dq}^{-1} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{I} - \omega_r \mathbf{J} \right) \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{(\omega_r^2 - \omega_h^2)} \mathbf{L}_{dq}^{-1} \left(\omega_h \begin{bmatrix} -V_h \sin(\omega_h t) \\ V_h \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} - \omega_r \mathbf{J} \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \right) \\ &= \frac{1}{(\omega_r^2 - \omega_h^2)} \mathbf{L}_{dq}^{-1} \left(\omega_h \mathbf{J} \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} - \omega_r \mathbf{J} \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \right) \\ &= -\frac{\omega_r - \omega_h}{(\omega_r^2 - \omega_h^2)} \mathbf{L}_{dq}^{-1} \mathbf{J} \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \\ &= -\frac{1}{(\omega_h + \omega_r)} \mathbf{L}_{dq}^{-1} \mathbf{J} \begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} . \end{aligned} \quad (5.19)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_d \cos(\omega_h t + \phi_d) \\ I_q \sin(\omega_h t + \phi_q) \end{bmatrix} &= -\frac{1}{(\omega_h + \omega_r)} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{(\omega_h + \omega_r) \det \mathbf{L}} \begin{bmatrix} L_{dq} & L_{qq} \\ -L_{dd} & -L_{qd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} . \end{aligned} \quad (5.20)$$

$$\text{여기서, } \det \mathbf{L} = L_{dd} L_{qq} - L_{dq} L_{qd} .$$

B. 정현파(sine wave) 주입 시, 신호 처리 방안

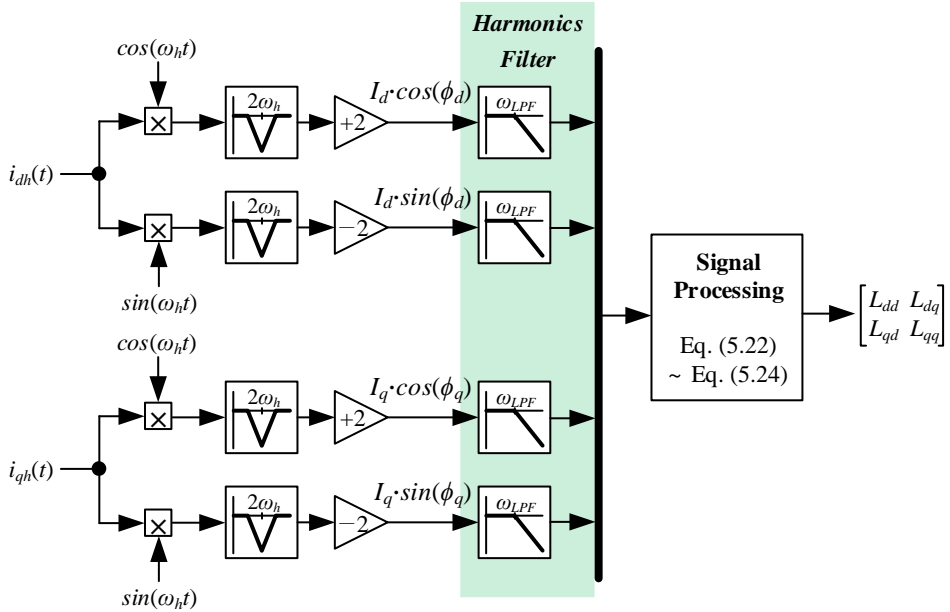


그림 5-4. 정현파 주입 시 신호 처리 방법

그림 5-4는 정현파 주입 시 신호 처리 방법을 나타낸다. 동기 좌표계 고주파 주입 시 유기된 전류는 동일 주파수 성분의 고주파 전류로 나타나므로 이는 노치 필터를 통해 기본파 전류와 구분되어야 한다. 분리된 고주파 전류 $\mathbf{i}_{dqh}(t) \equiv [i_{dh}(t), i_{qh}(t)]^T$ 는 헤테로다인(heterodyne) 형태의 신호 처리 기법을 이용하여 고주파 전압 $\mathbf{v}_{dqh}(t) \equiv [v_{dh}(t), v_{qh}(t)]^T$ 과 동-위상 및 직교 위상을 가지는 고주파 전류 정보로 구분될 수 있다. 이때, 시지연을 최소화하면서 원치 않는 고주파 성분을 제거하도록 2-고주파 노치 필터를 사용하도록 한다.

신호 처리를 통해 유도한 고주파 전류 정보와 동적 인덕턴스 간의 관계는 식 (5.20)에 삼각함수 곱셈 공식을 적용하여 나타낼 수 있다. 그 결과는 식 (5.21)과 같으며 d-축, q-축 동-위상 및 직교 위상 전류 정보가 개별 동적 인덕턴스 정보를 포함하고 있음을 알 수 있다. 이때, 개별 인덕턴스의 비율(ratio)은 \mathbf{L}^{rt0} 항으로 식 (5.22)와 같이 간략화하여 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
I_d \cos \phi_d &= \frac{V_h}{(\omega_r + \omega_h)} \left(+ \frac{L_{dq}}{\det \mathbf{L}} \right), & I_d \sin \phi_d &= \frac{V_h}{(\omega_r + \omega_h)} \left(- \frac{L_{qq}}{\det \mathbf{L}} \right), \\
I_q \sin \phi_q &= \frac{V_h}{(\omega_r + \omega_h)} \left(- \frac{L_{dd}}{\det \mathbf{L}} \right), & I_q \cos \phi_q &= \frac{V_h}{(\omega_r + \omega_h)} \left(- \frac{L_{qd}}{\det \mathbf{L}} \right).
\end{aligned} \tag{5.21}$$

$$\begin{aligned}
L_{dd}^{rto} &= \frac{L_{dd}}{\det \mathbf{L}} = - \frac{\omega_r + \omega_h}{V_h} I_q \sin \phi_q, & L_{dq}^{rto} &= \frac{L_{dq}}{\det \mathbf{L}} = \frac{\omega_r + \omega_h}{V_h} I_d \cos \phi_d, \\
L_{qd}^{rto} &= \frac{L_{qd}}{\det \mathbf{L}} = - \frac{\omega_r + \omega_h}{V_h} I_q \cos \phi_q, & L_{qq}^{rto} &= \frac{L_{qq}}{\det \mathbf{L}} = - \frac{\omega_r + \omega_h}{V_h} I_d \sin \phi_d.
\end{aligned} \tag{5.22}$$

이때, 추출된 인덕턴스 정보는 인버터 비선형성, 공간 고조파 등의 영향으로 인해 저차 고조파 성분을 포함하고 있다. 특히 전동기 회전 시, 동적 인덕턴스는 회전자 각 θ 에 따라서 실제로 계속 변동하게 되며 이는 과도 상태에 심각한 영향을 끼치게 된다. 따라서 이러한 공간 고조파 영향을 억제하고 기본파 동적 인덕턴스만을 추출하기 위하여 고주파 전류 신호는 저역 통과 필터(LPF)를 통과하도록 구성한다. 제안된 동적 인덕턴스 추정기의 경우, 센서리스 운전과는 달리 상태 필터(state filter)가 없으므로 여러 잡음을 제거하기 위해 저역 통과 필터 사용은 필수적이라 볼 수 있다.

이때, 인덕턴스의 배율 $1/\det \mathbf{L}$ 은 식 (5.23)의 계산을 통해 간단하게 추출해낼 수 있다. 결과적으로 헤테로다인 기법 및 저역 통과 필터를 적용한 후, 식 (5.24)의 계산을 통해 기본파 동적 인덕턴스 \mathbf{L}_{dq} 를 추정할 수 있다.

$$L_{dd}^{rto} L_{qq}^{rto} - L_{dq}^{rto} L_{qd}^{rto} = \frac{L_{dd} L_{qq} - L_{dq} L_{qd}}{(\det \mathbf{L})^2} = \frac{1}{\det \mathbf{L}}. \tag{5.23}$$

$$\begin{aligned}
L_{dd} &= L_{dd}^{rto} \det \mathbf{L} = \frac{L_{dd}^{rto}}{L_{dd}^{rto} L_{qq}^{rto} - L_{dq}^{rto} L_{qd}^{rto}}, \\
L_{dq} &= L_{dq}^{rto} \det \mathbf{L} = \frac{L_{dq}^{rto}}{L_{dd}^{rto} L_{qq}^{rto} - L_{dq}^{rto} L_{qd}^{rto}}, \\
L_{qd} &= L_{qd}^{rto} \det \mathbf{L} = \frac{L_{qd}^{rto}}{L_{dd}^{rto} L_{qq}^{rto} - L_{dq}^{rto} L_{qd}^{rto}}, \\
L_{qq} &= L_{qq}^{rto} \det \mathbf{L} = \frac{L_{qq}^{rto}}{L_{dd}^{rto} L_{qq}^{rto} - L_{dq}^{rto} L_{qd}^{rto}}.
\end{aligned} \tag{5.24}$$

5.3.2 구형파 전압 고주파 주입

A. 구형파(square wave) 주입 시, 동적 인덕턴스 모델링

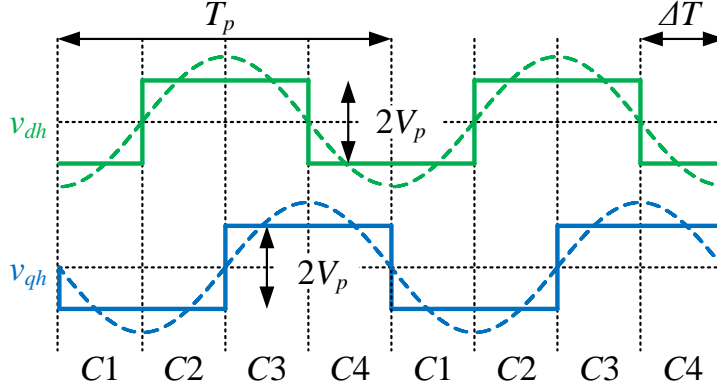


그림 5-5. 구형파 주입 시 주입 전압 파형

제안된 구형파 주입 방법의 경우, 한 주기 $T_p \equiv 1/f_p$ 동안 d-축, q-축 구형파가 그림 5-5와 같이 순차적으로 인가된다. 이때, 주입 전압 (v_{dh} , v_{qh})은 각 경우(Case_k, Ck)마다 방향이 계속해서 변동하며 이는 식 (5.25), 식 (5.26)과 같이 표현될 수 있다. 제안된 구형파 주입 방법의 전압 기본파 성분을 살펴보면 정현파 주입 방법과 마찬가지로 d-축, q-축 전압 사이에 90도 시지연이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 따라서, 제안된 방법 또한 회전 벡터 전압 주입의 한 형태로 이해될 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dqh} = \begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta v_{d_Ck} \\ \Delta v_{q_Ck} \end{bmatrix}, \quad \text{for } 1 \leq k < 4. \quad (5.25)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{d_Ck} \\ \Delta v_{q_Ck} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_p \operatorname{Re}\{\exp(j \cdot \frac{\pi}{4}(2k-1))\} \\ V_p \operatorname{Im}\{\exp(j \cdot \frac{\pi}{4}(2k-1))\} \end{bmatrix}. \quad (5.26)$$

구형파 주입 전압에 따른 유기된 고주파 전류 (Δi_{dh} , Δi_{qh})는 고주파 전류의 차분으로 나타나며 각 경우에 맞추어 식 (5.27)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서, z^{-1} 은 $1T_{\text{samp}}$ 시지연(one sample delay)을 뜻한다.

$$\Delta \mathbf{i}_{dqh} = \begin{bmatrix} \Delta i_{dh} \\ \Delta i_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-z^{-1})i_{dh} \\ (1-z^{-1})i_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta i_{d_Ck} \\ \Delta i_{q_Ck} \end{bmatrix}, \quad \text{for } 1 \leq k < 4. \quad (5.27)$$

식 (5.13)의 주파수 영역(frequency domain) 고주파 전압 방정식은 시간 영역(time domain)에서 식 (5.28)과 같은 차분 형태로 표현될 수 있다. 이때, 한 경우(1 Case) 동안 주입 고주파 전압 v_{dqh} 은 일정하며, 고주파 전류 i_{dqh} 는 인덕턴스 부하에 의해 선형적으로 변동한다고 가정하였다. 이러한 시간 영역 고주파 전압 방정식은 다시 적분 형태(integral term)로 식 (5.29)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{d_Ck} \\ \Delta v_{q_Ck} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d_Ck} \\ \Delta i_{q_Ck} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_Ck}(t) \\ i_{q_Ck}(t) \end{bmatrix}. \quad (5.28)$$

여기서, $(k-1)\Delta T \leq t < k\Delta T$, $1 \leq k < 4$.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{d_Ck} \\ \Delta v_{q_Ck} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d_Ck} \\ \Delta i_{q_Ck} \end{bmatrix} + \frac{\omega_r}{\Delta T} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \int_{(k-1)\Delta T}^{k\Delta T} i_{d_Ck}(t)dt \\ \int_{(k-1)\Delta T}^{k\Delta T} i_{q_Ck}(t)dt \end{bmatrix}. \quad (5.29)$$

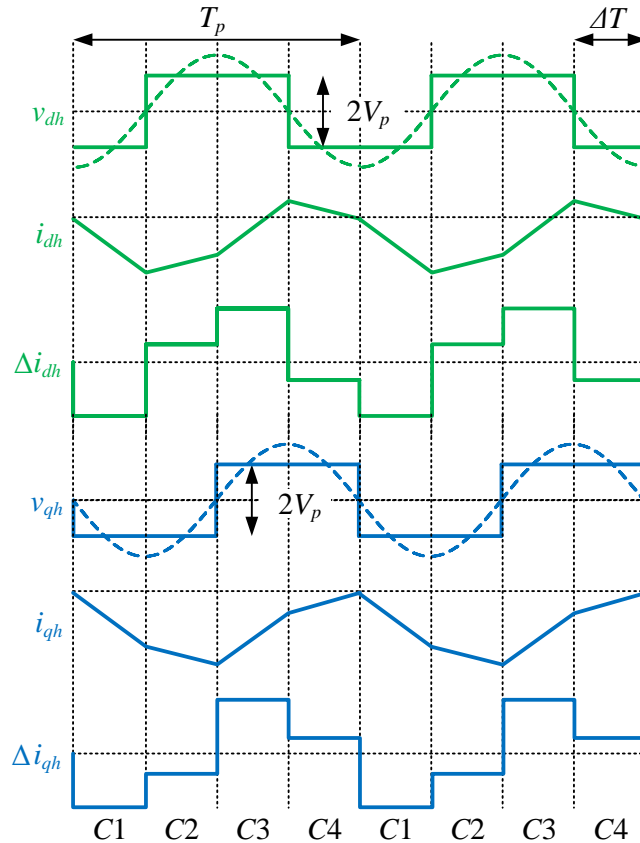


그림 5-6. 구형파 주입 시 고주파 전압 및 전류 파형 예시

제안된 구형과 주입 방법에 따른 주입 고주파 전압 및 유기된 전류의 파형의 일례는 그림 5-6과 같이 도시될 수 있다. 이를 통해, 한 주기 T_p 동안 회전 구형과 전압이 주입된 후 d-축 및 q-축 고주파 전류는 기존과 동일함을 알 수 있다. 즉, 정상 상태를 가정할 경우, 한 주기동안 고주파 전류 리플의 합은 식 (5.30)과 같이 영(0)으로 볼 수 있다.

$$\begin{aligned}\Delta i_{d_C1} + \Delta i_{d_C2} + \Delta i_{d_C3} + \Delta i_{d_C4} &= 0, \\ \Delta i_{q_C1} + \Delta i_{q_C2} + \Delta i_{q_C3} + \Delta i_{q_C4} &= 0.\end{aligned}\tag{5.30}$$

이러한 정상 상태 특성을 적용하고, 각 경우에 따른 시간 영역 고주파 전압 방정식을 연립하면 자기 및 상호 동적 인덕턴스를 추정할 수 있다. 하지만 이는 DSP에 계산 부담을 주게 된다. 따라서, 주입 전압 및 전류 값을 다시 정의하도록 한다. 여기서, 첫 번째 각본(Scenario 1, $S1$)은 d-축 전압만 인가되는 경우이며, 이때 고주파 전압 및 전류는 식 (5.31), 식 (5.32)와 같이 나타낼 수 있다. 두 번째 각본(Scenario 2, $S2$)은 q-축 전압만 인가되는 경우이며, 이때 고주파 전압 및 전류는 식 (5.33), 식 (5.34)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{d_S1} \\ \Delta v_{q_S1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Delta v_{d_C1} + \Delta v_{d_C2} + \Delta v_{d_C3} - \Delta v_{d_C4} \\ -\Delta v_{q_C1} + \Delta v_{q_C2} + \Delta v_{q_C3} - \Delta v_{q_C4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4V_p \\ 0 \end{bmatrix}.\tag{5.31}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d_S1} \\ \Delta i_{q_S1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Delta i_{d_C1} + \Delta i_{d_C2} + \Delta i_{d_C3} - \Delta i_{d_C4} \\ -\Delta i_{q_C1} + \Delta i_{q_C2} + \Delta i_{q_C3} - \Delta i_{q_C4} \end{bmatrix}.\tag{5.32}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{d_S2} \\ \Delta v_{q_S2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Delta v_{d_C1} - \Delta v_{d_C2} + \Delta v_{d_C3} + \Delta v_{d_C4} \\ -\Delta v_{q_C1} - \Delta v_{q_C2} + \Delta v_{q_C3} + \Delta v_{q_C4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 4V_p \end{bmatrix}.\tag{5.33}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d_S2} \\ \Delta i_{q_S2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Delta i_{d_C1} - \Delta i_{d_C2} + \Delta i_{d_C3} + \Delta i_{d_C4} \\ -\Delta i_{q_C1} - \Delta i_{q_C2} + \Delta i_{q_C3} + \Delta i_{q_C4} \end{bmatrix}.\tag{5.34}$$

각 각본, 식 (5.31)과 식 (5.33)의 전압 차분 항 Δv_{d_Ck} , Δv_{q_Ck} 에 고주파 전압 방정식, 식 (5.29)를 대입할 경우, 수식 전개를 통해 식 (5.35), 식 (5.36)와 같은 두 개의 행렬 방정식으로 간략화하여 나타낼 수 있다. 이를 합할 경우, 2×2 행렬 연산 형태로 식 (5.37)과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} 4V_p \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d_s1} \\ \Delta i_{q_s1} \end{bmatrix} + \frac{\omega_r}{2} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\Delta i_{d_s2} \\ -\Delta i_{q_s2} \end{bmatrix}. \quad (5.35)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 4V_p \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d_s2} \\ \Delta i_{q_s2} \end{bmatrix} + \frac{\omega_r}{2} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d_s1} \\ \Delta i_{q_s1} \end{bmatrix}. \quad (5.36)$$

$$\begin{bmatrix} 4V_p & 0 \\ 0 & 4V_p \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d_s1} & \Delta i_{d_s2} \\ \Delta i_{q_s1} & \Delta i_{q_s2} \end{bmatrix} + \frac{\omega_r}{2} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d_s1} & \Delta i_{d_s2} \\ \Delta i_{q_s1} & \Delta i_{q_s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.37)$$

$$\text{여기서, } \Delta T = \frac{T_p}{4} = \frac{\pi}{2\omega_p}.$$

식 (5.37)을 다시 정리하면, 식 (5.38)과 같이 동적 인덕턴스와 유기된 전류 고주파 사이의 관계를 간략화 할 수 있다. 따라서, 구형파 주입 시 동적 인덕턴스는 식 (5.39)와 같은 간단한 2×2 행렬 연산을 통해 추정할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d_s1} & \Delta i_{d_s2} \\ \Delta i_{q_s1} & \Delta i_{q_s2} \end{bmatrix} = \frac{V_p T_p}{1 + \frac{\pi \omega_r}{4 \omega_p}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.38)$$

$$\begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} = \frac{V_p T_p}{1 + \frac{\pi \omega_r}{4 \omega_p}} \begin{bmatrix} \Delta i_{d_s1} & \Delta i_{d_s2} \\ \Delta i_{q_s1} & \Delta i_{q_s2} \end{bmatrix}^{-1}. \quad (5.39)$$

B. 구형파(square wave) 주입 시, 신호 처리 방안

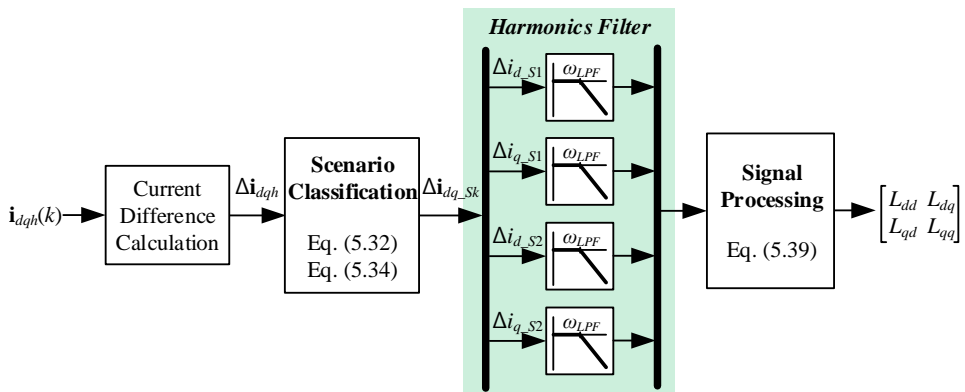


그림 5-7. 구형파 주입 시 신호 처리 방법

그림 5-7은 구형과 주입 시 신호 처리 방법을 나타낸다. 정현과 주입 시와 마찬가지로 동기 좌표계 고주파 주입 시 유기된 전류는 동일 주파수 성분의 고주파 전류로 나타난다. 따라서 고주파 전류는 노치 필터를 통해 기본파 전류와 구분되어야 한다. 분리된 고주파 전류 $i_{dqh}(k)$ 의 차분은 고주파 전류 오차 Δi_{dqh} 으로 정의된다. 고주파 전류 오차 Δi_{dqh} 는 주입 전압의 경우(Case, C_k)에 맞추어 구분되어야 하며, 식 (5.32), 식 (5.34)에 따라 각 각본(Scenario, S_k)에 따른 전류 오차 Δi_{dq_Sk} 로 분류(classification)하도록 한다.

정현과 주입 시와 마찬가지로, 구형과 주입 시 고주파 전류 또한 저차 고조파 성분 및 여러 잡음을 포함하게 된다. 이러한 외란을 억제하고 기본파 성분을 추출하기 위해 고주파 전류 오차 Δi_{dq_Sk} 는 저역 통과 필터를 통과하도록 한다. 필터링된 고주파 전류 성분은 식 (5.39)의 행렬 연산을 통해 동적 인덕턴스로 추출 할 수 있다.

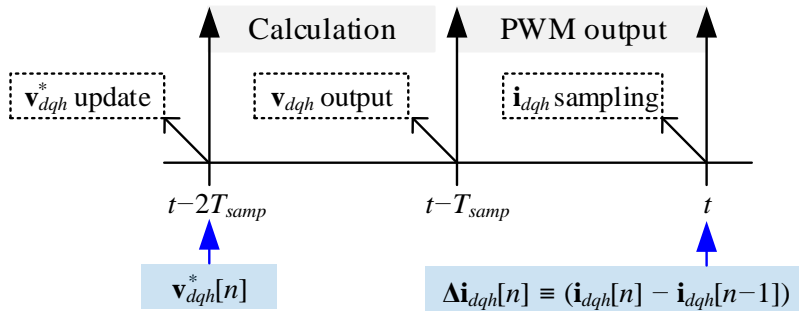


그림 5-8. 구형과 주입 시 고주파 전압-전류 동기화

단, 신호 처리 시 디지털 제어 시지연을 고려하여 주입 전압과 유기된 전류 사이의 동기(synchronization)를 맞추어야 한다. 이때, 그림 5-8과 같이 고주파 전압 지령 v_{dqh}^* 과 유기된 고주파 전류 Δi_{dqh} 간의 시지연은 $2T_{smp}$ 만큼 발생한다. 즉, $2T_{smp}$ 이전의 전압 지령이 현 시점의 전류 차분을 유기하므로 이에 맞추어 각 경우를 구분하여야 한다.

5.4 고주파 신호 주입 시 고려 사항

5.4.1 공간 고조파 영향

제안된 동적 인덕턴스 추정기의 경우, 고주파 전압 신호 주입 및 전류 신호 처리를 통해 기본파 동적 인덕턴스를 추정하였다. 여기서, 공간 고조파 성분은 저역 통과 필터를 통해 필터링됨을 가정하였다. 하지만 고주파 주입 주파수 $f_{inj} \equiv \omega_{inj} / 2\pi$ 와 공간 고조파 $6hf_r \equiv 6h(\omega_r / 2\pi)$ 가 겹칠 경우, 이러한 공간 고조파 성분을 분리하기는 힘들다.

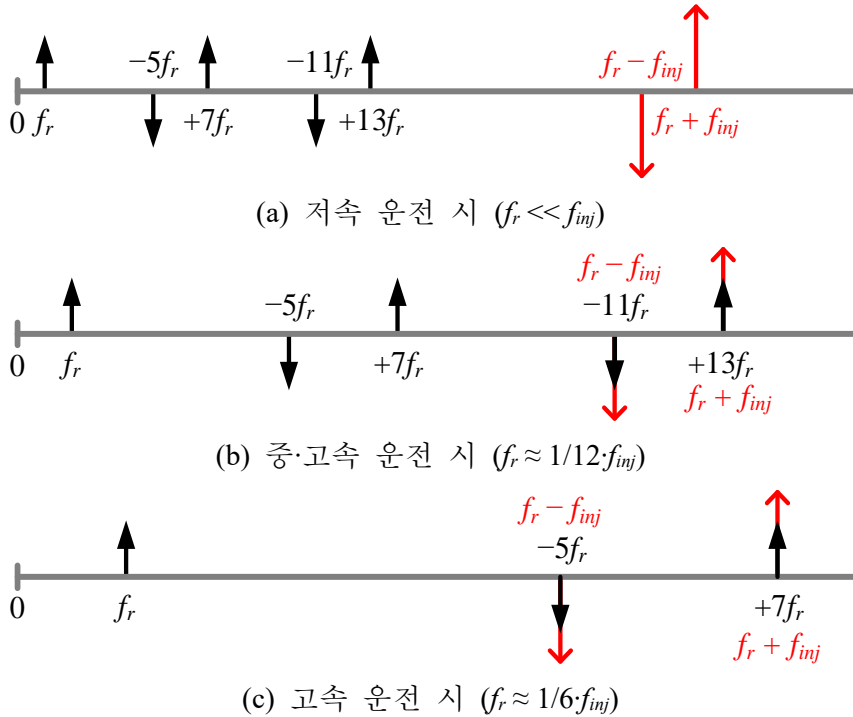


그림 5-9. 주입 주파수와 전동기 공간 고조파 간의 관계

그림 5-9는 운전 속도 변동에 따른 주입 주파수와 공간 고조파 간의 관계를 나타낸다. 이때, 전동기의 공간 고조파는 6의 배수 고조파 성분, 즉 정지 좌표계 5, 7, 11, 13 고조파 성분을 포함하고 있다고 가정하였다. 우선 그림 5-9(a)와 같이 전동기 회전 속도 $f_r \equiv \omega_r / 2\pi$ 가 낮을 경우, 공간 고조파 주파수에 비해 주입 주파수가 높으므로 샘플링된 신호는 대부분 기본파 동적 인덕턴스 성분을 포함하고 있다. 따라서 고주파 전류

신호를 필터링하여 기본파 동적 인덕턴스를 정확하게 추출해 낼 수 있다.

하지만 전동기 회전 속도가 증가하게 되면, 그림 5-9(b)와 같이 12 차 공간 고조파 성분과 주입 주파수가 겹칠 수 있다. 이와 같이 주입 주파수와 공간 고조파 주파수가 일치할 경우, 특정 각 위치를 계속하여 샘플링하게 되므로 기본파 동적 인덕턴스가 아닌 공간 고조파를 포함한 특정 회전자 각의 동적 인덕턴스를 추출하게 된다. 만약 회전 속도가 계속 증가하여 고속 운전에 도달할 경우, 그림 5-9(c)와 같이 6차 공간 고조파 성분과 주입 주파수 성분이 다시 겹칠 수 있다. 즉, 식 (5.40)과 같이 주입 주파수와 전동기 공간 고조파의 주파수가 거의 일치할 경우, 이를 저역 통과 필터로 구분하기는 힘들다. 이에 따라 공간 고조파가 많은 전동기의 경우, 기본파 동적 인덕턴스 추정기 성능이 운전 속도에 따라 저감될 수 있다.

$$f_{inj} \approx 6\nu \cdot f_r. \text{ 여기서, } \nu \text{ 는 정수(integer).} \quad (5.40)$$

따라서, 신호 주입 주파수는 운전 속도 범위와 공간 고조파 특성을 고려하여 선정되어야 한다. 특히, 추정 동적 인덕턴스는 MTPA 영역의 전류 지령 계산기 및 토크 지령 제한기 동작에 직접적인 영향을 끼치게 된다. 그에 비해 약자속 영역 운전 시, 계산 알고리즘에는 직접 영향을 주지는 않는다. 따라서 고속에서 MTPA 영역 운전이 가능한 전동기 구동 시스템의 경우, 공간 고조파 주파수와 주입 주파수가 겹치지 않도록 유의하여야 한다.

5.4.2 부차적인 손실 및 오차 영향

고주파 주입 방법의 경우, 주입 전압으로 인해 부차적인 손실 (secondary loss)이 발생할 수 있다. 이러한 부차적인 손실은 대표적으로 철손을 들 수 있으며, 와류(eddy current) 손실과 자화 특성에 의한 이력(hysteresis) 손실로 나뉘어진다. 이 철손은 주입 전압 및 주파수에 따라

달라지게 되며, 전동기 설계 특성 및 부하 조건에 따라서 계속해서 변동하게 된다 [85].

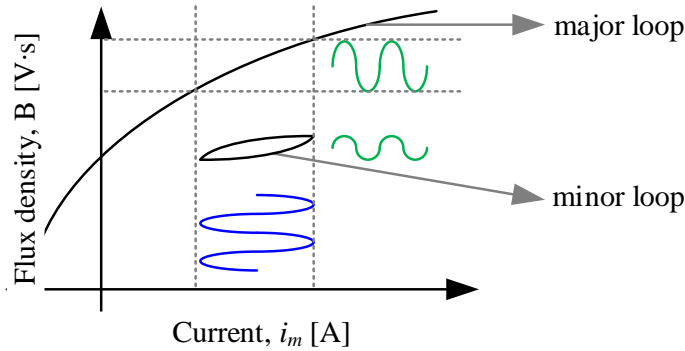


그림 5-10. 자기 이력 곡선의 개념도

고주파 신호 주입에 기반한 동적 인덕턴스 계산 시, 주입 전압 및 주파수에 따른 이력 손실의 영향은 참고문헌 [86], [87]에서 다루어졌다. 고주파 주입 시, 그림 5-10과 같이 자기 이력 곡선(hysteresis loop) 상 작은 루프(minor loop)를 따라 자화 정도가 변동하게 되므로 큰 루프(major loop) 상의 자속 변동 시보다 자속 변동 폭이 줄어들게 된다 [86]. 이로 인해 주입 주파수가 높아질 경우, 고주파 추정 인덕턴스가 실제 기본과 인덕턴스에 비해 감소하게 된다. 게다가 와류 손실 또한 주입 주파수에 따라 증대하므로 이는 고주파 저항 성분으로 보이게 되고 이러한 고주파 저항은 추정 인덕턴스에 오차를 유발하게 된다.

또한 정현파 주입 방법의 경우, 주입 전압이 이산화(discretization)되는 동안 정현파가 왜곡될 수 있으며 주입 주파수가 높아짐에 따라 심해진다. 게다가 주입 전압이 커질 경우, 자속의 변동폭이 증가하므로 소신호 모델의 자속이 일정하다는 가정과 일치하지 못한다 [87]. 이러한 여러 이유로 인해 기본과 동적 인덕턴스와 전압 주입에 기반한 고주파 동적 인덕턴스 추정에 오차가 발생할 수 있다. 따라서, 고주파 신호 주입 시 발생하는 여러 오차 영향을 고려하여 적합한 주입 전압 크기 및 주입 주파수를 설정하여야 한다.

5.5 시뮬레이션 및 실험 결과

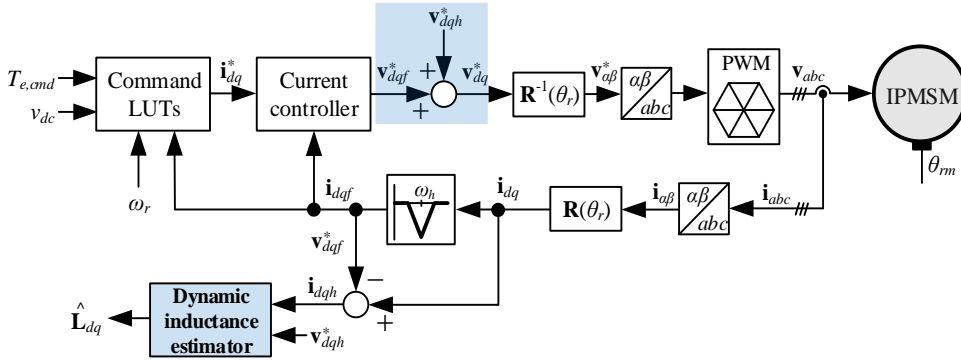


그림 5-11. 동적 인덕턴스 추정기 검증용 제어 블록도

그림 5-11은 제안된 동적 인덕턴스 추정기 검증을 위한 제어 블록도를 나타낸다. 제안된 알고리즘은 푸른색으로 표시된 신호 주입부 및 동적 인덕턴스 추정기(dynamic inductance estimator)에서 구현된다. 시뮬레이션의 경우, 추정 인덕턴스 $\mathbf{L}_{dq,est}$ 는 실제 동적 인덕턴스 \mathbf{L}_{dq} 와 비교 가능하다. 단, 실험 시에는 추정 인덕턴스의 정확도 비교를 위해 미리 구한 2-차원 쇄교자속 참조표의 차분을 이용하여 동적 인덕턴스 참조표 값 $\mathbf{L}_{dq,table}$ 을 미리 추출하였다. 이때, 스위칭 주파수 및 샘플링 주파수는 12 kHz이며 정현파 주입 주파수 f_h 는 1 kHz, 구형파 주입 주파수 f_p 는 3 kHz로 설정하였다. 또한 정현파 주입 전압 크기 V_h 는 5 V, 구형파 주입 전압 크기 V_p 는 5 V로 설정하였다. 신호 처리 시 적용된 저역 통과 필터의 주파수 대역은 정현파의 경우 10 Hz, 구형파의 경우 40 Hz으로 각각 설정하였다.

시뮬레이션 및 실험에서 토크 지령은 10 pu/s, 부하 속도는 3.75 pu/s의 기울기로 변동한다. 이러한 조건 하에서 토크 지령 및 부하 속도 변동에 대해 제안된 동적 인덕턴스 추정기의 성능을 검증하였다.

5.5.1 시뮬레이션 결과

A. 부하 속도 변동(load speed variation)

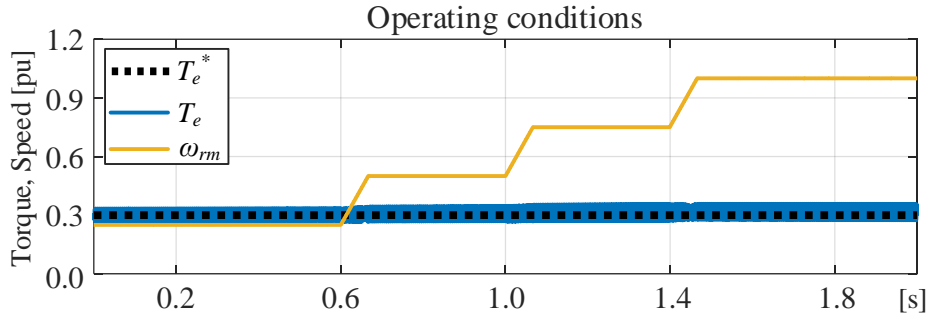


그림 5-12. 시뮬레이션 조건 A: 부하 속도 변동

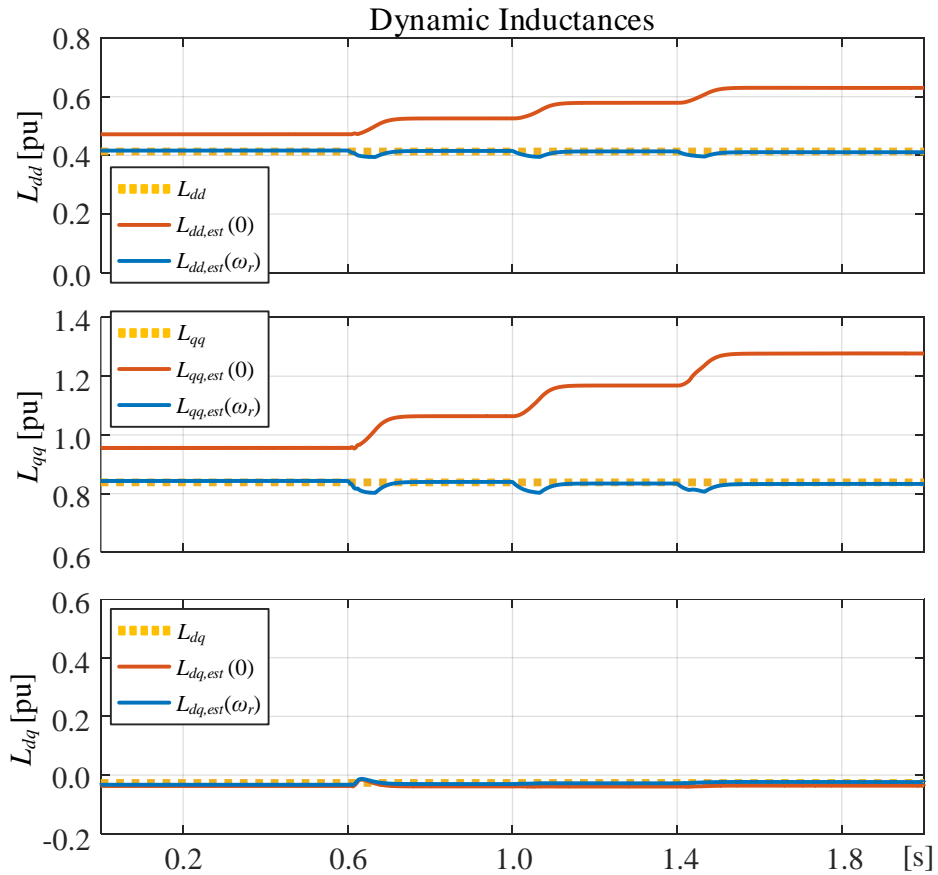


그림 5-13. 시뮬레이션 1: 부하 속도 변동 시 정현파 주입 방안

우선적으로 그림 5-12와 같이 토크 지령이 0.3 pu 으로 일정하고, 부하 속도가 점차 증가할 경우, 동적 인덕턴스 추정기의 성능을 검증하였다. 이때, 부하 속도는 0.4 초마다 0.25 pu 만큼 증대한다.

그림 5-13은 부하 속도 변동 시, 제안된 정현파 주입 방법의 동적 인덕턴스 추정 성능을 보여준다. 이때, 실제 및 추정 자기 및 상호 동적 인덕턴스는 각각 $\mathbf{L}_{dq} \equiv (L_{dd}, L_{qq}, L_{dq})$, $\mathbf{L}_{dq,est} \equiv (L_{dd,est}, L_{qq,est}, L_{dq,est})$ 로 표시되어 있으며 이를 통해 과도 상태 및 정상 상태에서 동적 인덕턴스 파형을 알 수 있다. 비교를 위해 동기 좌표계 상호 교차항을 고려하지 않은 기존 방법의 추정 동적 인덕턴스는 식 (5.41)의 수식을 통해 계산하며 $\mathbf{L}_{dq,est}(0) \equiv (L_{dd,est}(0), L_{qq,est}(0), L_{dq,est}(0))$ 로 표시하였다. 반면에 제안된 방법의 추정 동적 인덕턴스는 $\mathbf{L}_{dq,est}(\omega_r) \equiv (L_{dd,est}(\omega_r), L_{qq,est}(\omega_r), L_{dq,est}(\omega_r))$ 로 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} I_d \cos(\omega_h t + \phi_d) \\ I_q \sin(\omega_h t + \phi_q) \end{bmatrix} = \frac{1}{(\omega_h + \omega_r) \det \mathbf{L}} \begin{bmatrix} L_{dq} & L_{qq} \\ -L_{dd} & -L_{qd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \Big|_{\omega_r=0}. \quad (5.41)$$

시뮬레이션의 경우, 철손이 모델링되지 않아 고주파 주입으로 인한 이력 손실이 발생하지 않는다. 따라서, 기본파 동적 인덕턴스와 고주파 동적 인덕턴스는 동일하게 나타난다. $\mathbf{L}_{dq,est}(0)$ 는 영속에서 실제 동적 인덕턴스와 일치하나, 부하 속도가 증가함에 따라 오차가 증대하게 된다. 이에 따라 기저 속도(1.0 pu)에서 1 kHz 정현파 주입 시, 추정 자기 동적 인덕턴스, $(L_{dd,est}(0), L_{qq,est}(0))$ 는 실제 동적 인덕턴스에 비해 약 50 % 정도 증대하게 된다. 그에 비해 $\mathbf{L}_{dq,est}(\omega_r)$ 는 부하 속도 증대 시에도 문제 없이 \mathbf{L}_{dq} 를 잘 추정할 수 있다. 전류 제어기의 과도 상태 특성으로 인해 부하 속도 변동 시 동적 인덕턴스 추정 성능이 저감되나, 정상 상태에서 동적 인덕턴스는 안정적으로 추정된다.

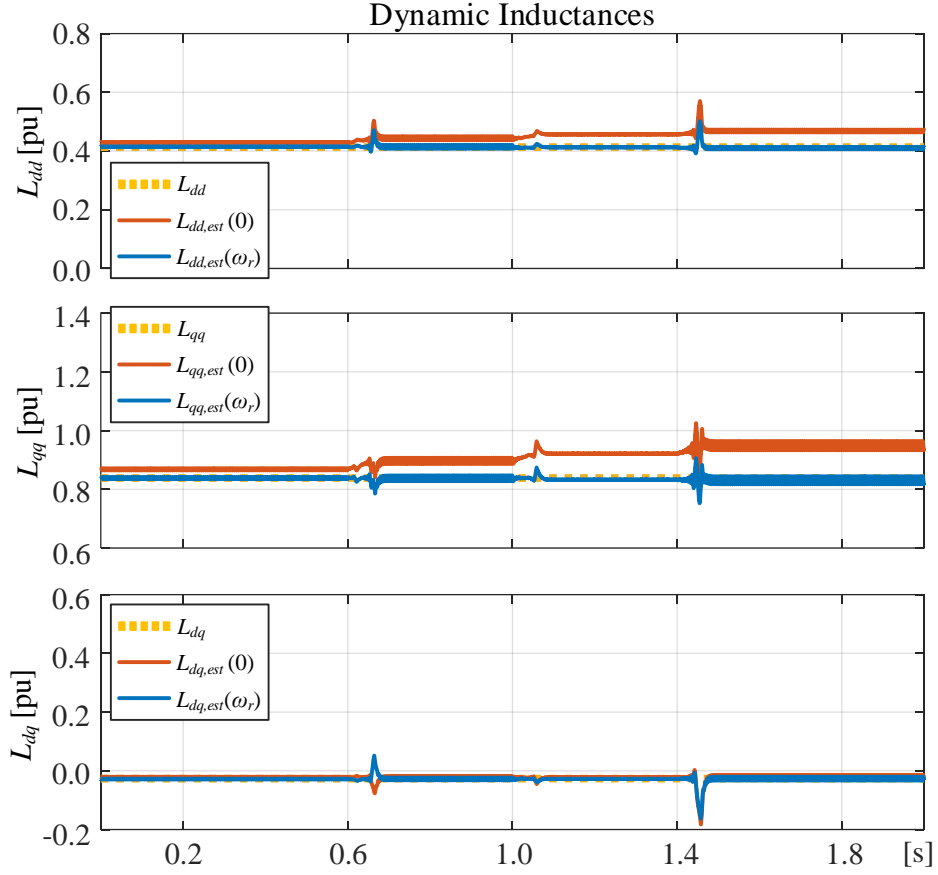


그림 5-14. 시뮬레이션 2: 부하 속도 변동 시 구형과 주입 방안

그림 5-14는 제안된 구형과 주입 방안의 동적 인덕턴스 추정 성능을 보여준다. 이때, 기존 방법의 추정 동적 인덕턴스는 ω_r 성분을 무시한 식 (5.42)를 통해 계산하며 마찬가지로 $\mathbf{L}_{dq,est}(0)$ 으로 나타낸다. 또한 제안된 방법의 추정 동적 인덕턴스는 $\mathbf{L}_{dq,est}(\omega_r)$ 으로 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} = \frac{V_p T_p}{1 + \frac{\pi \omega_r}{4 \omega_p}} \begin{bmatrix} \Delta i_{d_S1} & \Delta i_{d_S2} \\ \Delta i_{q_S1} & \Delta i_{q_S2} \end{bmatrix}^{-1} \bigg|_{\omega_r=0}. \quad (5.42)$$

마찬가지로 $\mathbf{L}_{dq,est}(0)$ 는 영속에서는 실제 동적 인덕턴스와 일치하나, 부하 속도가 증가함에 따라 오차가 증대하게 된다. 이에 따라 기저 속도 (1.0 pu)에서 3 kHz 구형과 주입 시, $(L_{dd,est}(0), L_{qq,est}(0))$ 는 실제 동적 인덕턴스에 비해 약 15 % 정도 증대하게 된다. 그에 비해 $\mathbf{L}_{dq,est}(\omega_r)$ 는 부하 속도 증대 시에도 문제 없이 \mathbf{L}_{dq} 를 잘 추정할 수 있다. 추정 동적

인덕턴스에 포함된 고조파 리플은 저역 통과 필터의 대역폭을 낮추어 저감 가능하나 이는 과도 상태 동특성을 감소시킨다. 따라서, 저역 통과 필터 대역폭은 정상 상태 외란 저감 성능과 과도 상태 동특성 사이의 균형을 고려하여 적절히 설정되어야 한다.

B. 토크 지령 변동(torque reference variation)

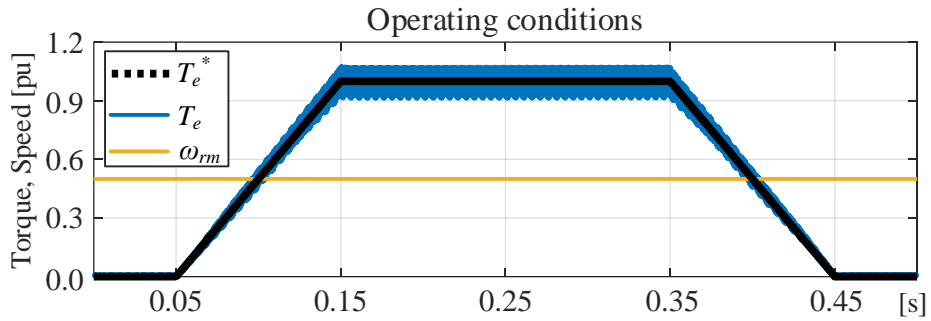


그림 5-15. 시뮬레이션 조건 B: 토크 지령 변동

그림 5-15와 같이 부하 속도는 0.5 pu으로 일정하고 토크 지령이 변동할 경우, 추정기의 성능을 검증하였다. 이때, 토크 지령은 0.0 pu에서 1.0 pu으로 0.1초 동안 증가하였다가 0.2초 후 다시 감소한다.

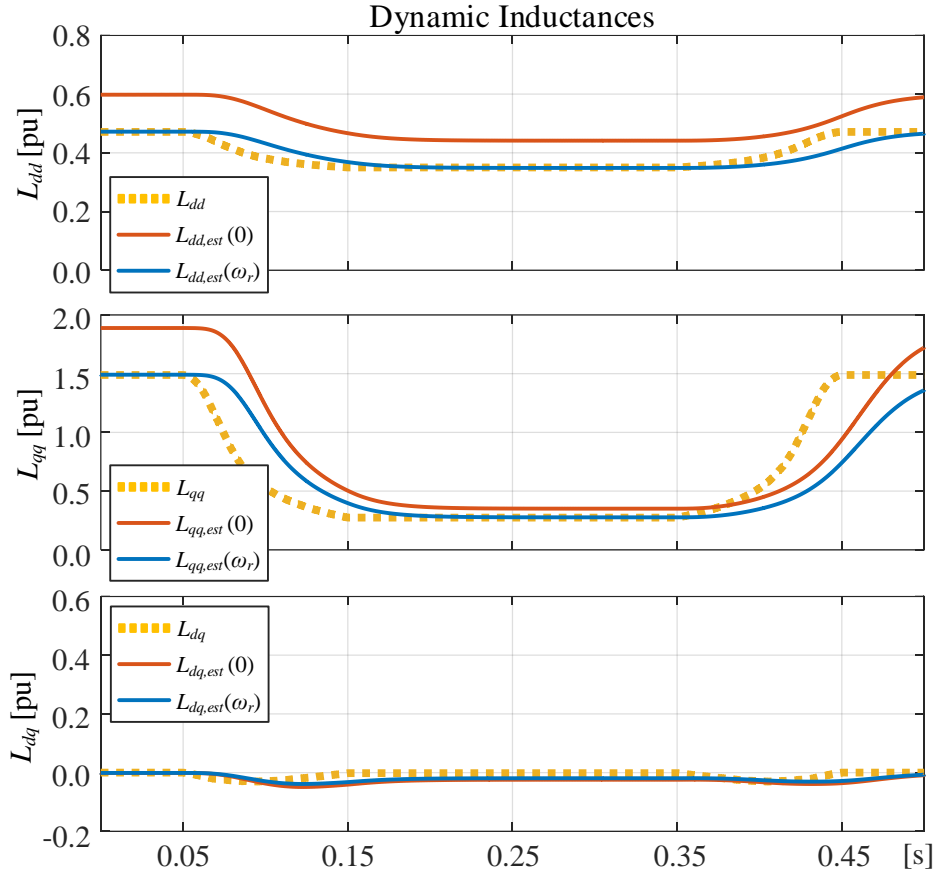


그림 5-16. 시뮬레이션 3: 토크 지령 변동 시 정현과 주입 방안

그림 5-16은 토크 지령 변동 시, 제안된 정현과 주입 방안의 동적 인덕턴스 추정 성능을 보여준다. 마찬가지로 실제 동적 인덕턴스 \mathbf{L}_{dq} , 기존 방법 적용 시 추정 동적 인덕턴스 $\mathbf{L}_{dq,est}(0)$, 제안된 방법 적용 시 추정 동적 인덕턴스 $\mathbf{L}_{dq,est}(\omega_r)$ 을 비교하였다. 이때, $\mathbf{L}_{dq,est}(0)$ 은 ω_r 성분으로 인해 \mathbf{L}_{dq} 와 지속적으로 오차가 발생한다. 반면 $\mathbf{L}_{dq,est}(\omega_r)$ 은 정상 상태에서 \mathbf{L}_{dq} 와 동일한 값을 가지게 된다. 이를 통해, 토크 지령 변동에 따른 전동기의 자기포화 시에도 제안된 동적 인덕턴스 추정기는 문제 없이 동작하는 것을 확인할 수 있다.

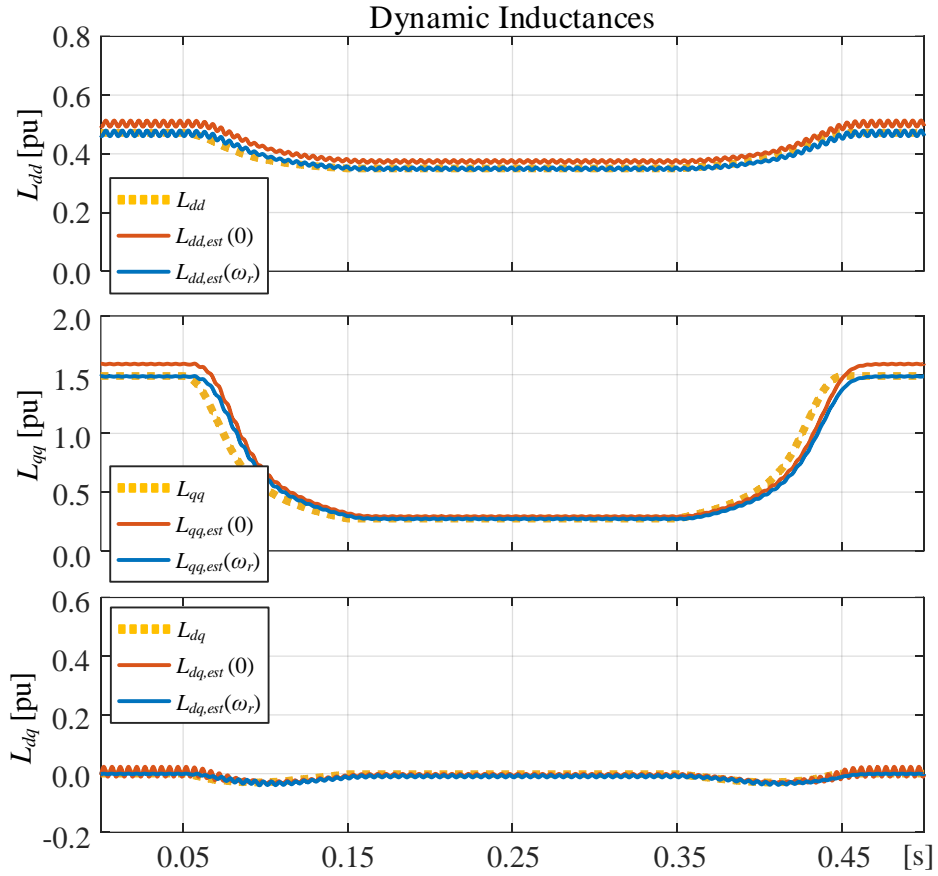


그림 5-17. 시뮬레이션 4: 토크 지령 변동 시 구형과 주입 방안

그림 5-17은 제안된 구형과 주입 방안의 동적 인덕턴스 추정 성능을 보여준다. 마찬가지로 $\mathbf{L}_{dq,est}(0)$ 는 ω_r 의 영향에 따라 \mathbf{L}_{dq} 와 비교하였을 때, 계속해서 오차가 발생한다. 반면에 $\mathbf{L}_{dq,est}(\omega_r)$ 은 정상 상태에서 \mathbf{L}_{dq} 와 동일한 값을 나타낸다. 이를 통해 전동기의 자기포화 시에도 제안된 동적 인덕턴스 추정기가 잘 동작하는 것을 확인할 수 있다.

5.5.2 실험 결과

A. 부하 속도 변동(load speed variation)

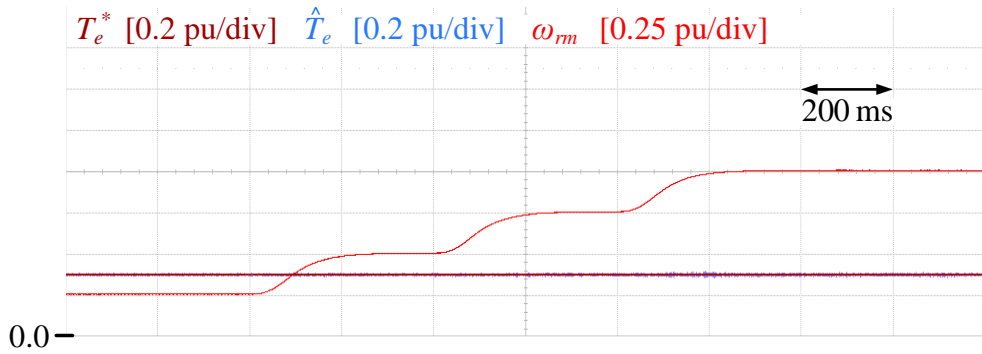


그림 5-18. 실험 조건 A: 부하 속도 변동

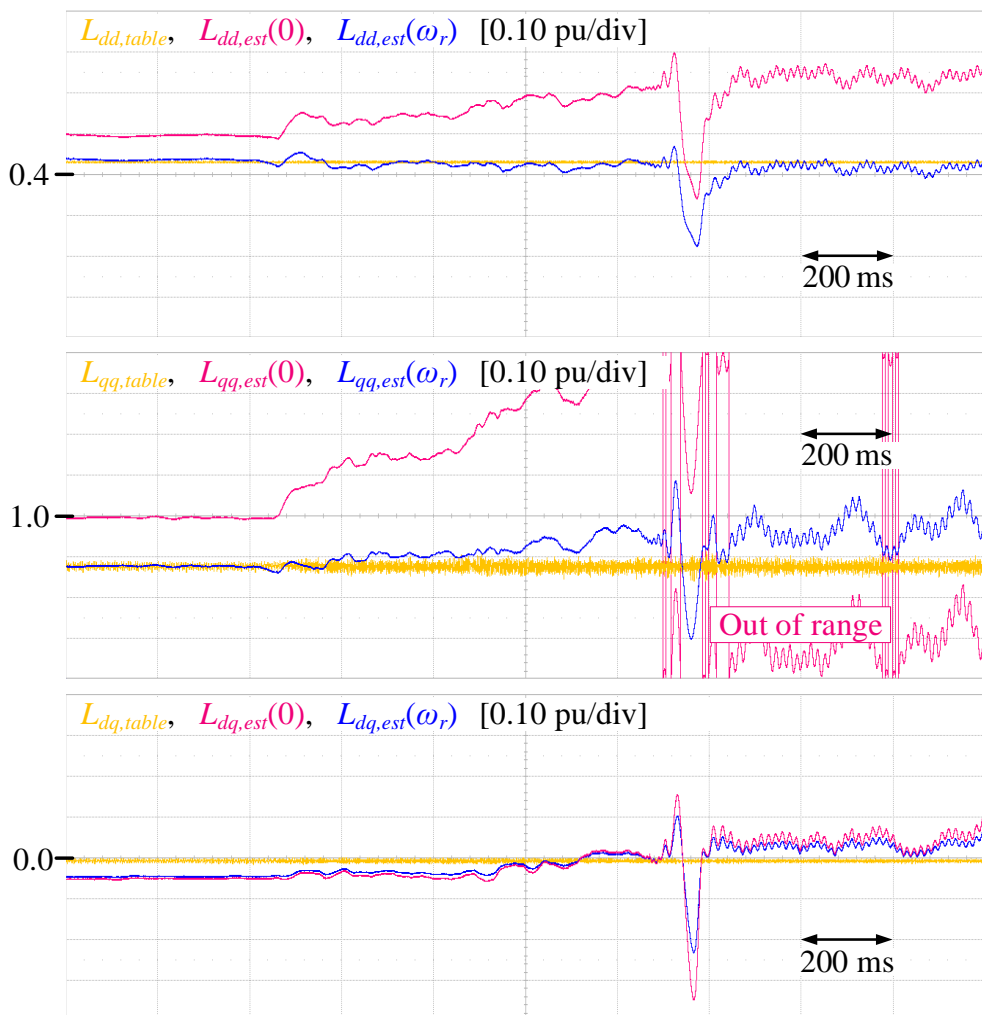


그림 5-19. 실험 1: 부하 속도 변동 시 정현파 주입 방안

그림 5-18 은 동적 인덕턴스 추정기 검증을 위한 부하 속도 변동 시 실험 조건을 나타낸다. 이는 그림 5-12 의 시뮬레이션 조건과 동일하게 토크 지령은 0.3 pu 로 일정하게 두고, 부하 속도를 0.4 초마다 0.25 pu 만큼 증가시켰다.

그림 5-19 는 그림 5-18 과 같이 부하 속도가 변동할 경우, 정현파 주입 방안의 동적 인덕턴스 추정 성능을 실험 결과를 통해 보여준다. 단, 오실로스코프의 채널(channel) 수 부족으로 자기 및 상호 동적 인덕턴스 L_{dd} , L_{qq} , L_{dq} 는 동일한 조건에서 실험을 반복하여 개별적으로 추출하였다. 이는 이후 실험에도 마찬가지로 적용되었다.

이때, 추정 동적 인덕턴스 $L_{dq,est}$ 를 동적 인덕턴스 참조표 $L_{dq,table}$ 과 비교하도록 한다. 마찬가지로, $L_{dq,est}(0)$ 는 부하 속도가 증가함에 따라 오차가 증대하게 된다. 따라서 기저 속도(1.0 pu)에서 1 kHz 정현파 주입 시, $(L_{dd,est}(0), L_{qq,est}(0))$ 는 실제 동적 인덕턴스에 비해 50 % 가량 증대하게 된다. 그에 비해 $L_{dq,est}(\omega_r)$ 은 $L_{dq,table}$ 과 유사한 값을 갖는 것을 확인할 수 있다.

다만, 시뮬레이션과 달리 실제 실험 시에는 철손에 의한 고조파 저항의 증가 및 인버터 비선형성의 효과가 발생하므로 실제 기본파 동적 인덕턴스와 제안된 주입 기반 추정 동적 인덕턴스에 차이가 발생하게 된다. 또한 정현파 전압 주입 방법의 경우, 추가적으로 PWM 출력에 따른 시지연 오차와 정현파 전압 왜곡이 유발될 수 있다. 게다가 부하 속도 증대 시, 공간 고조파 성분과 주입 주파수 성분이 가까워지게 되며 이로 인해 그림 5-19 와 같이 $L_{qq,est}(\omega_r)$, $L_{dq,est}(\omega_r)$ 에 저차 고조파 성분이 유발될 수 있다. 하지만, 동기 좌표계 상호 교차항을 고려하지 않은 기존 추정 동적 인덕턴스의 값과 비교해 보았을 때 추정 성능이 현저히 개선되었음을 확인할 수 있다.

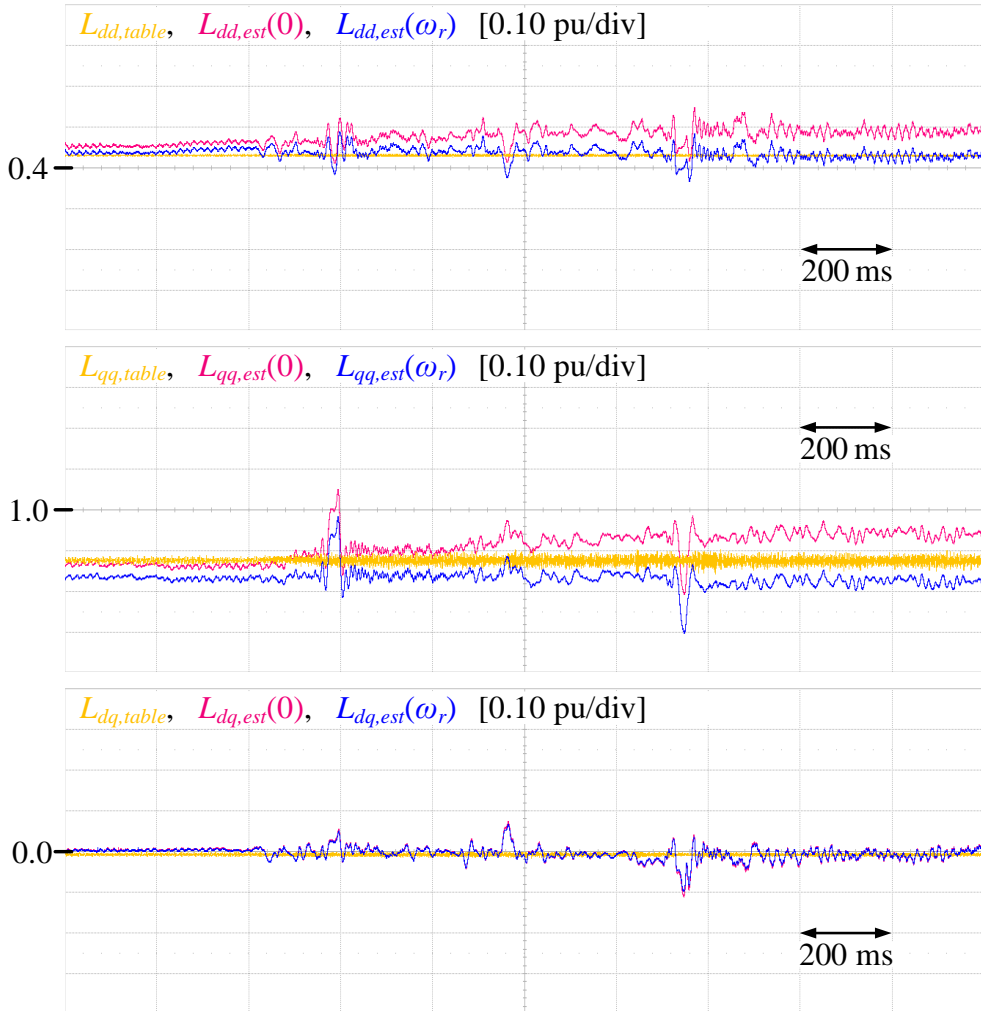


그림 5-20. 실험 2: 부하 속도 변동 시 구형과 주입 방안

그림 5-20 은 그림 5-18 의 운전 조건 하에서 구형과 주입에 기반한 동적 인덕턴스 추정기의 성능을 보여준다. 마찬가지로, $L_{dq,est}(0)$ 은 ω_r 의 증가에 따라 오차가 증대한다. 따라서 기저 속도(1.0 pu)에서 3 kHz 구형과 주입 시 ($L_{dd,est}(0)$, $L_{qq,est}(0)$)는 실제 동적 인덕턴스에 비해 약 15 % 정도 증대한다. 반면 $L_{dq,est}(\omega_r)$ 는 부하 속도 증가에도 불구하고 $L_{dq,table}$ 와 유사한 값을 계속 유지할 수 있다.

구형과 주입 방법의 경우, 주입 주파수를 샘플링 주파수의 1/4 까지 높일 수 있으므로, 저역 통과 필터의 주파수 대역을 더욱 늘려 빠르게 동적 인덕턴스를 추출할 수 있다. 또한 주입 주파수가 높으므로 공간

고조파의 영향을 받는 구역이 더욱 고속에서 나타나게 된다. 이로 인해 정현파 주입 방법에 비해 더욱 안정적인 동적 인덕턴스 추출이 가능하다. 다만, 고주파 주입으로 인해 발생하는 고주파 철손에 따라 $L_{qq,Table}$ 과 비교하여 $L_{qq,est}(\omega_r)$ 는 약간 줄어들게 된다.

B. 토크 지령 변동(torque reference variation)

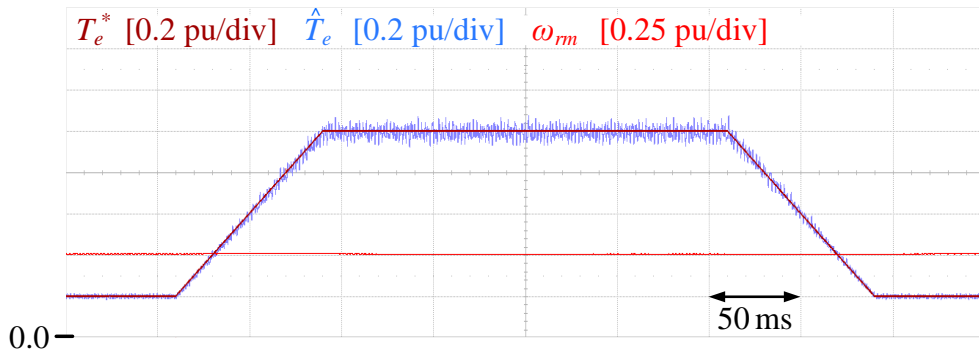


그림 5-21. 실험 조건 B: 토크 지령 변동

그림 5-21은 동적 인덕턴스 추정기 검증을 위한 토크 지령 변동 시 실험 조건을 나타낸다. 그림 5-15의 시뮬레이션 조건과 유사하게 부하 속도는 0.5 pu 으로 일정하게 두고, 토크 지령을 0.2 pu 에서 1.0 pu 로 10 pu/s 의 기울기로 0.08 초 간 증가시켰다가 0.2 초 후 다시 감소시킨다.

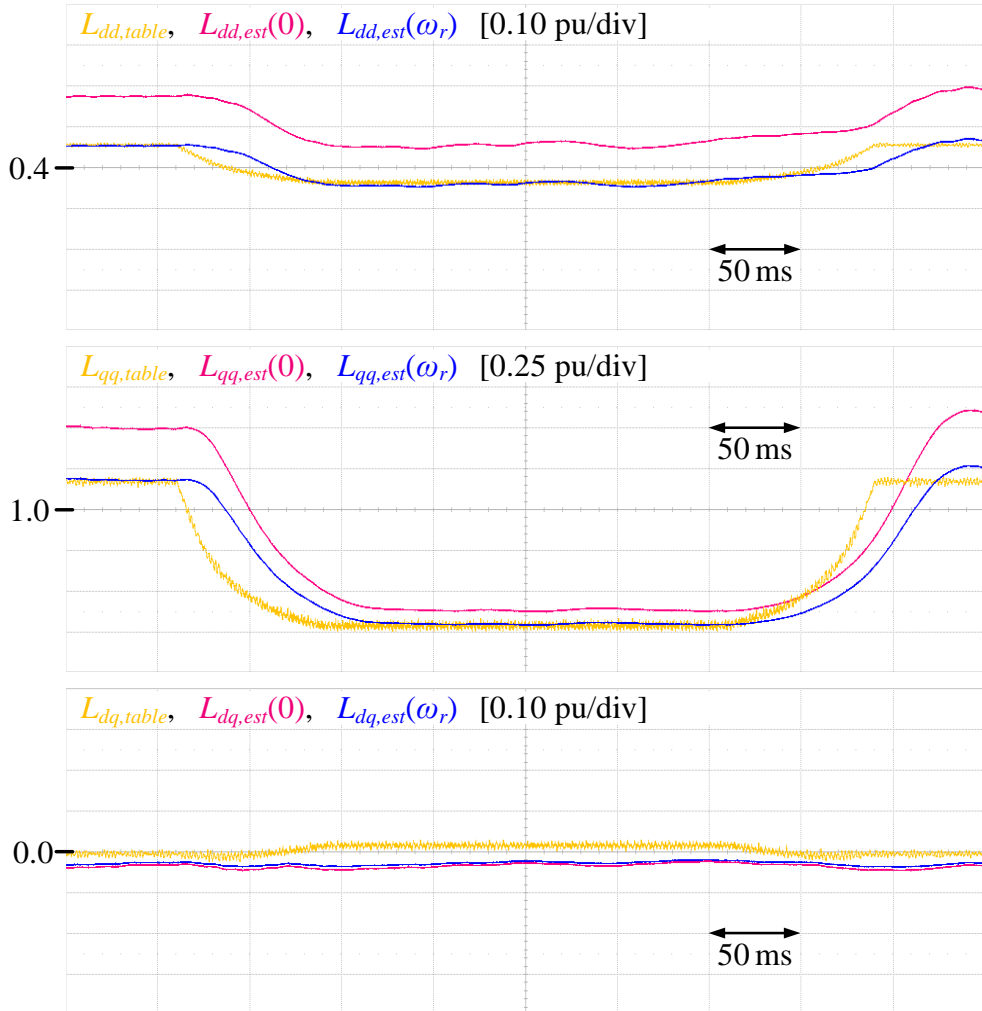


그림 5-22. 실험 3: 토크 지령 변동 시 정현과 주입 방안

그림 5-22는 토크 지령 변동 시, 제안된 정현과 주입 방안의 동적 인덕턴스 추정 성능을 실험을 통해 보여준다. 마찬가지로, $L_{dq,est}(0)$ 은 ω_r 으로 인한 상호 교차항을 고려하지 못해 계속해서 오차가 발생한다. 그에 비해 $L_{dq,est}(\omega_r)$ 은 정상 상태에서 $L_{dq,table}$ 과 유사한 값을 나타낸다. 이를 통해 전동기의 자기포화 시에도 제안된 동적 인덕턴스 추정기는 문제 없이 동작하는 것을 확인할 수 있다. 다만, 상호 동적 인덕턴스 $L_{dq,est}(\omega_r)$ 는 약간의 오차가 발생하며 이는 PWM 출력에 따른 시지연 오차 혹은 정현과 전압 왜곡에 의해 유발될 수 있다. 한편, 추정 동적 인덕턴스의 과도 상태 시지연은 필터의 대역폭을 증가시켜 저감할 수 있다.

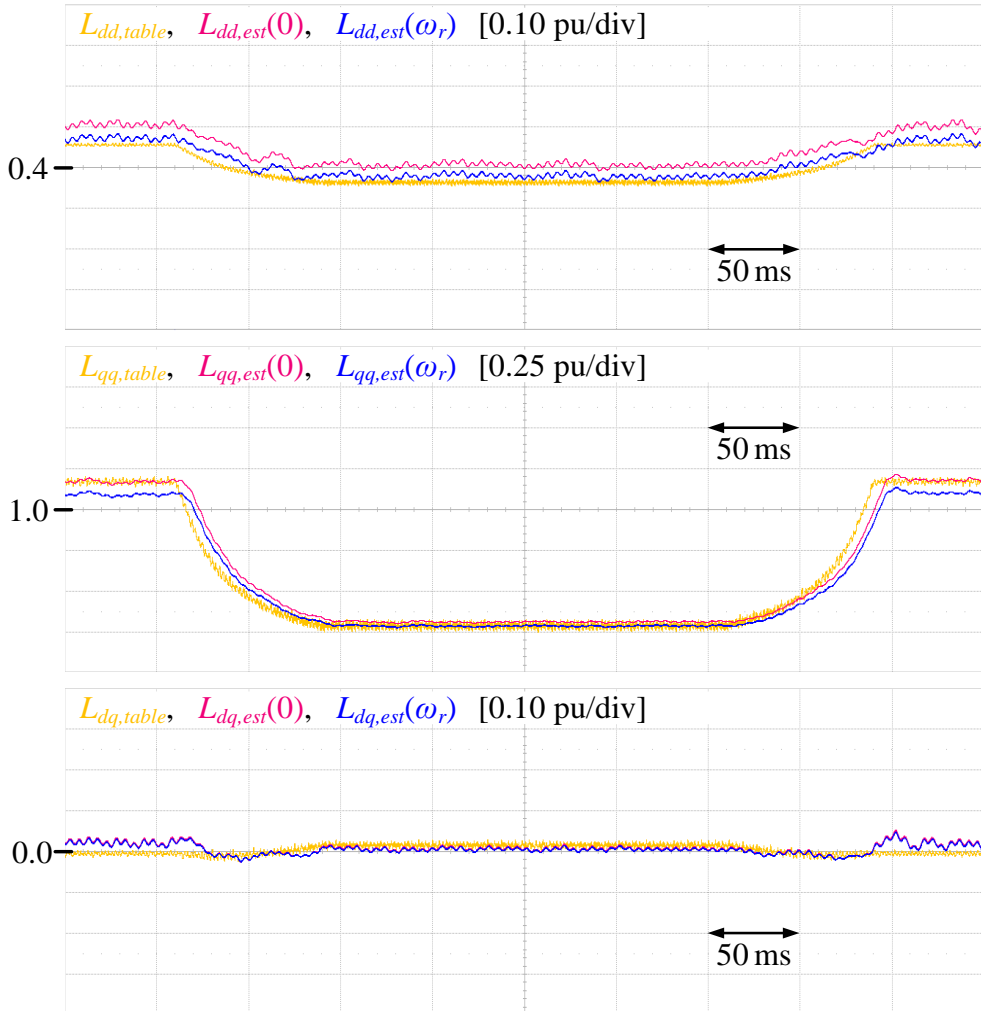


그림 5-23. 실험 4: 토크 지령 변동 시 구형과 주입 방안

그림 5-23은 토크 지령 변동 시, 제안된 구형과 주입 방안에 기반한 추정 성능을 실험을 통해 보여준다. 마찬가지로, $L_{dq,est}(0)$ 은 ω_r 성분을 고려하지 않아, $L_{dq,table}$ 과 비교하여 오차가 발생한다. 반면 $L_{dq,est}(\omega_r)$ 는 부하 속도와 토크 지령 변동에도 불구하고 $L_{dq,table}$ 과 유사한 값을 가진다. 다만, 고주파 주입 시 발생하는 고주파 철손 및 인버터 비선형성에 따라 실제 기본파 동적 인덕턴스와 비교 시, $L_{qq,est}(\omega_r)$ 에 다소 오차가 발생하게 된다.

제 6장 시뮬레이션 및 실험

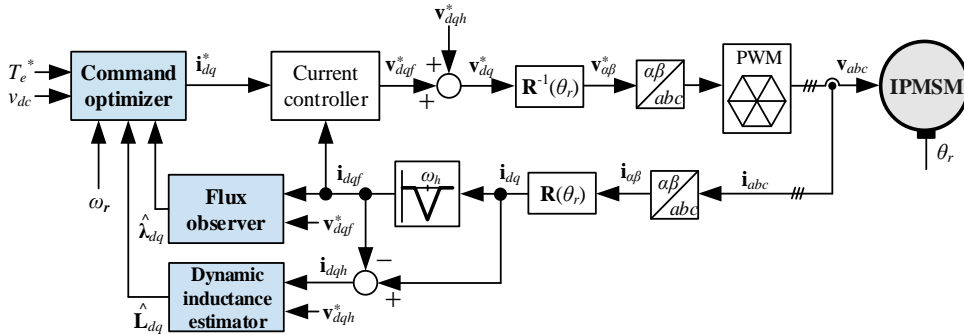


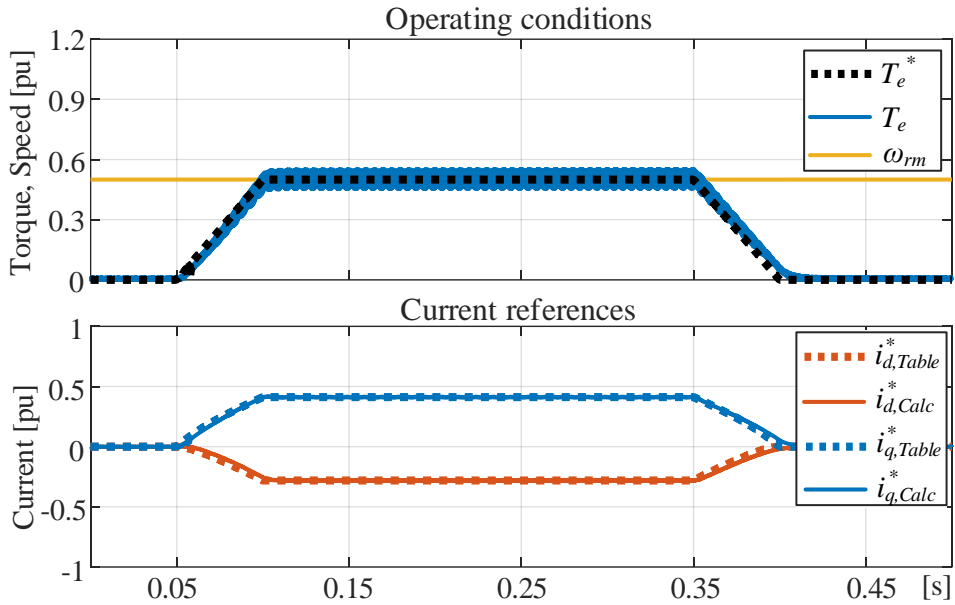
그림 6-1. 제안된 알고리즘 검증을 위한 제어 블록도

그림 6-1은 제안된 실시간 최소 동손 토크 운전 알고리즘 검증을 위한 제어 블록도를 나타낸다. 이때 푸른색 상자로 표시된 전류 지령 계산기, 자속 관측기, 동적 인덕턴스 추정기는 모두 동시에 동작한다. 따라서, 제안된 전류 지령 계산기가 필요로 하는 전동기 제정수, 쇄교자속 λ_{dq} 및 동적 인덕턴스 L_{dq} 정보는 제정수 참조표 없이 자속 관측기 및 동적 인덕턴스 추정기를 통해 실시간으로 추출된다. 시뮬레이션 및 실험에서 비교를 위한 최소 동손 운전점은 2차 참조표 $i_{dq, Table}^*$ 로 미리 추출하였다.

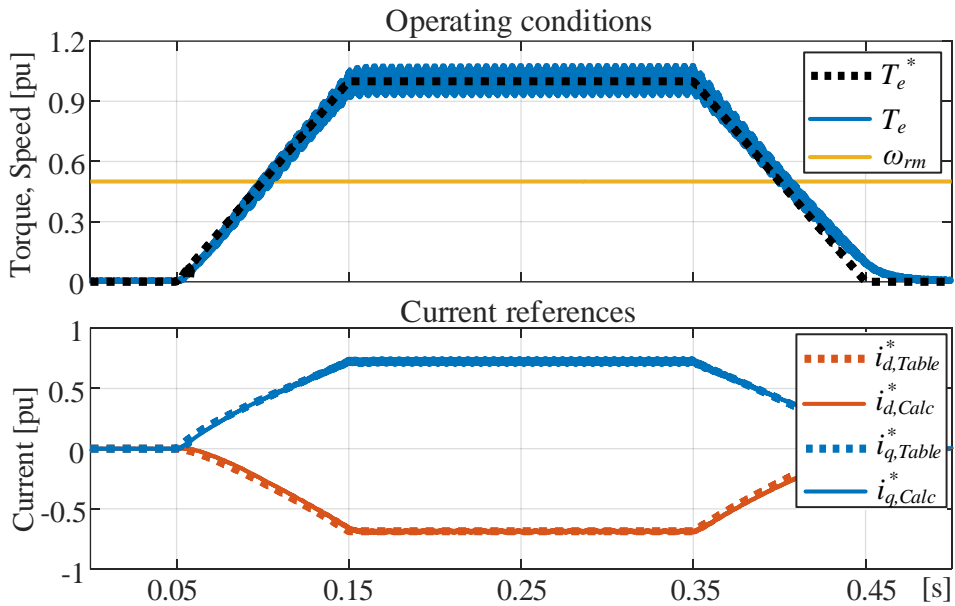
여기서 스위칭 주파수 및 샘플링 주파수는 12 kHz로 설정하였다. 또한 과도 상태에서 전류 제어를 위해 전압 여분은 10 %으로 두었다. 이때, 쇄교자속은 전압 모델 자속 관측기, 동적 인덕턴스는 구형파 회전 전압 주입 방법을 적용하여 추정하였다. 자속 추정기, 동적 인덕턴스 추정기의 이득은 각각 4.5 절, 5.5 절과 동일하게 설정하였다.

시뮬레이션 및 실험에서 토크 지령은 10 pu/s, 부하 속도는 3.75 pu/s 의 기울기로 변동한다. 이러한 조건 하에서 토크 지령 T_e^* 및 부하 속도 ω_{rm} 변동에 대해 제안된 알고리즘의 타당성과 성능을 검증하였다.

6.1 시뮬레이션 결과



(a) $T_{e,cmd} = 0.5$ pu

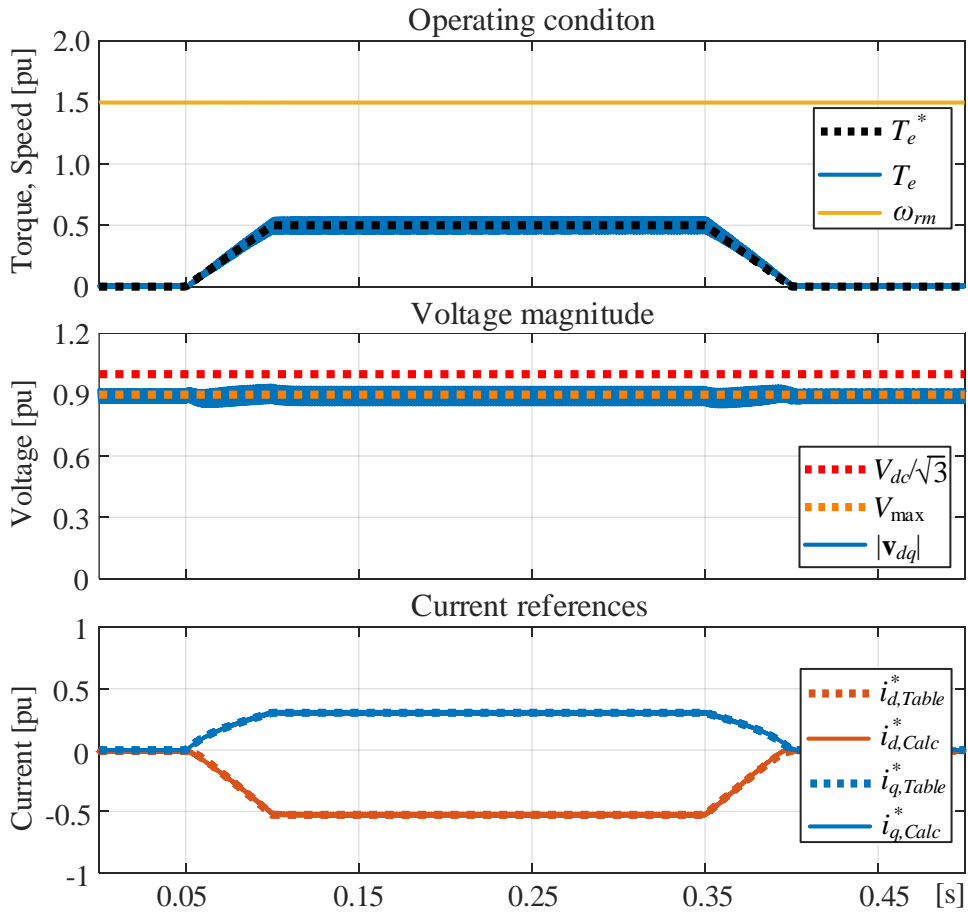


(b) $T_{e,cmd} = 1.0$ pu

그림 6-2. 시뮬레이션 1: 토크 지령 변동 시 MTPA 운전

그림 6-2는 기저 속도 이하, 부하 속도 0.5 pu에서 토크 지령 변동 시 제안된 알고리즘의 성능을 보여준다. 즉, MTPA 영역에서 최소 동손 토크 운전 성능을 시뮬레이션을 통해 알 수 있다.

우선 그림 6-2(a)와 (b)를 통해 제안된 알고리즘 적용 시 저토크 및 고토크 운전 모두에서 안정적인 동작이 가능함을 확인할 수 있다. 이를 통해 계산된 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 이 정상 상태는 물론 과도 상태에서도 MTPA 운전 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 와 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다. 이때, 과도 상태 동특성은 자속 추정기 및 동적 인덕턴스 관측기의 제정수 추정 성능에 따라서 결정되어진다. 제안된 알고리즘의 경우 빠른 토크 지령 변동에도 충분히 토크 선형성과 최소 동손 운전을 보장할 수 있다. 또한, 각 알고리즘의 이득 최적화가 이루어지게 되면 토크 지령 및 부하 속도 변동과 같은 과도 상태에서 더욱 성능 개선이 가능하다.



(a) $T_{e,cmd} = 0.5$ pu

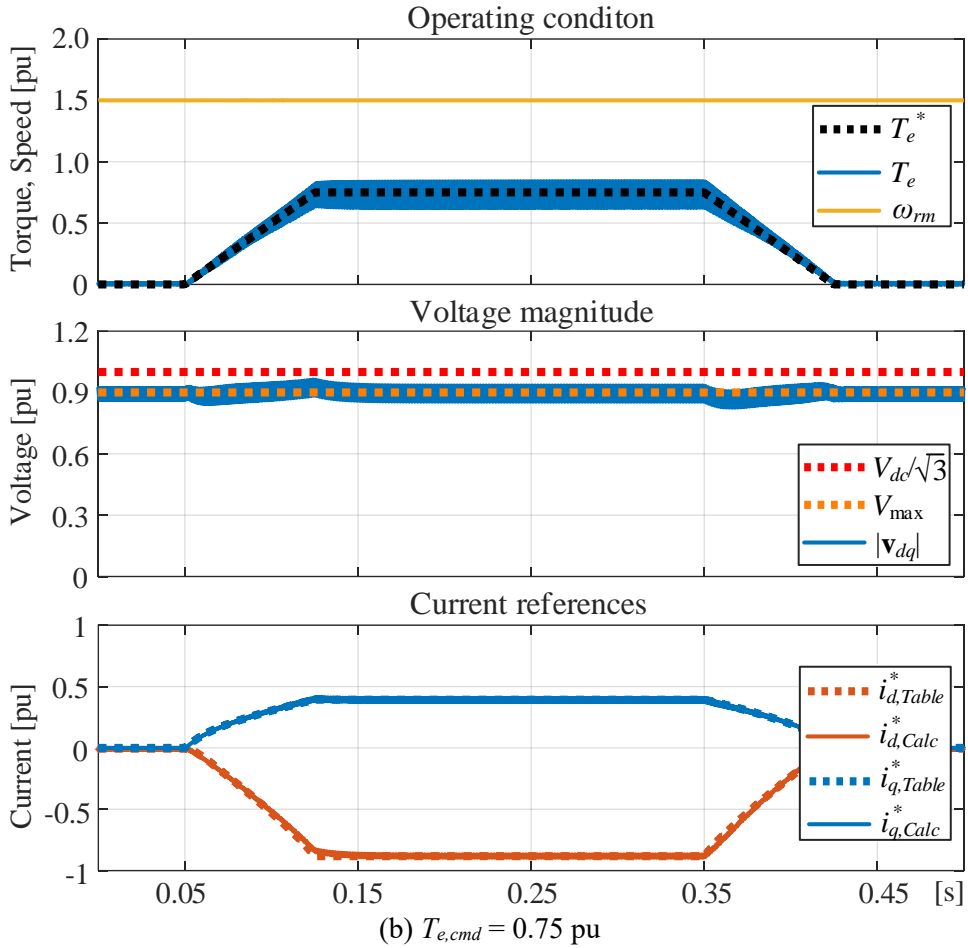


그림 6-3. 시뮬레이션 2: 토크 지령 변동 시 약자속 운전

그림 6-3은 기저 속도 이상, 부하 속도 1.5 pu에서 토크 지령 변동 시 제안된 최소 동손 토크 운전의 성능을 보여준다. 즉, 약자속 영역에서 제안된 전류 지령 계산기 및 제정수 추정 알고리즘의 성능을 나타낸다.

이를 통해 전압 제한에 도달한 약자속 운전 시에도 안정적인 최소 동손 운전이 가능함을 확인할 수 있다. 마찬가지로 계산된 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 이 정상 상태 뿐만 아니라 과도 상태에서도 운전 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 와 일치하는 것을 확인할 수 있다. 부하 속도가 증대할 경우, 자속 추정기의 동특성이 증대하여 토크 지령 및 부하 변동에 더욱 빠르게 대응할 수 있다. 한편, 약자속 운전 시 동적 인덕턴스는 기존 정적 인덕턴스 값으로 대체하여 계산 가능하므로 신호 주입을 생략할 수 있다.

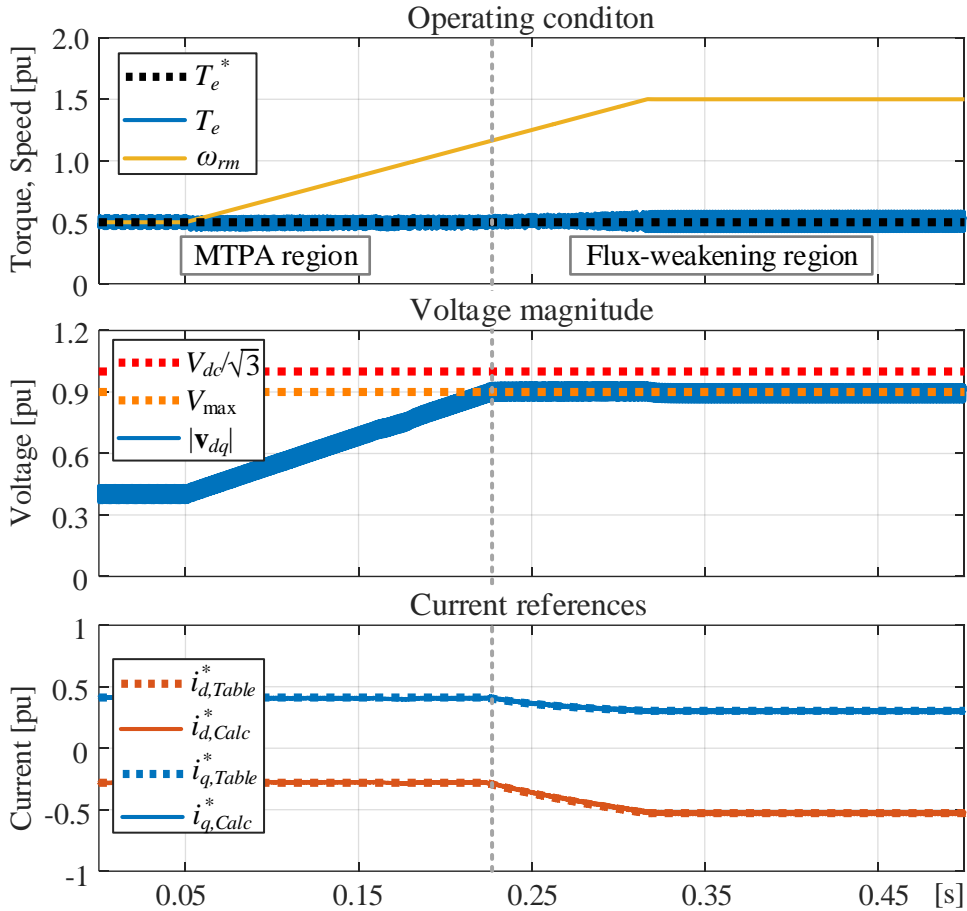
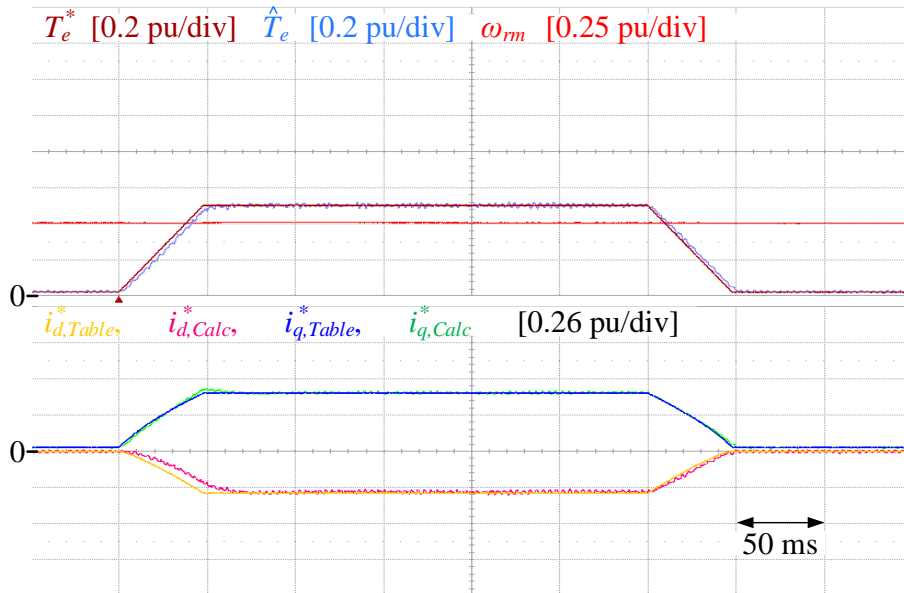


그림 6-4. 시뮬레이션 3: 부하 속도 변동 시 일정 토크 운전

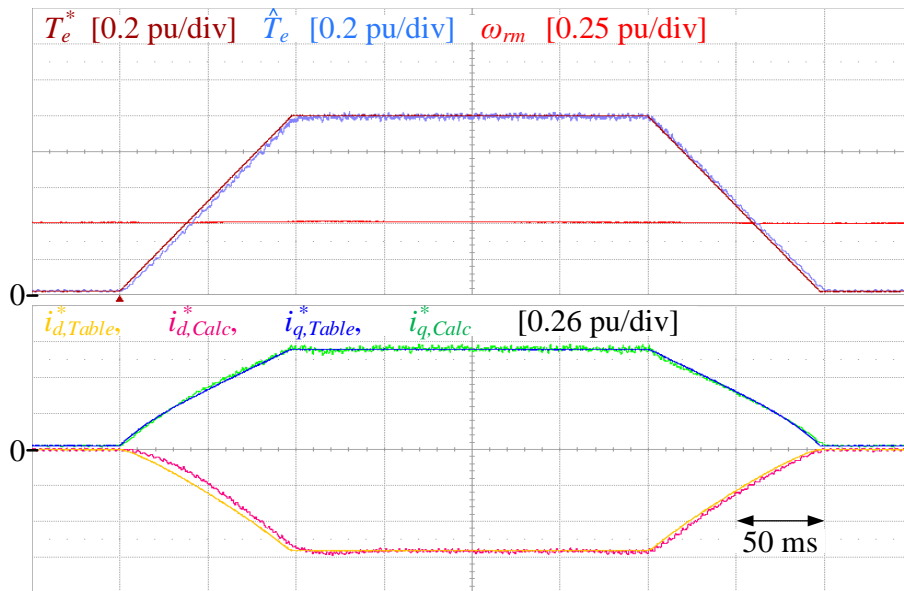
그림 6-4는 부하 속도 변동 시 제안된 알고리즘의 성능을 보여준다. 이때 토크 지령은 0.5 pu로 일정하게 두고, 부하 속도는 0.5 pu에서 1.5 pu으로 0.27 초 동안 선형적으로 증가하도록 설정하였다.

이를 통해 부하 속도 변동 시에도 제안된 알고리즘이 토크 지령을 계속해서 추종함을 확인할 수 있다. 또한 출력 전압이 전압 제한에도달할 경우, 제안된 전류 지령 계산기를 통해 MTPA 영역에서 약자속 영역으로 부드럽게 전환됨을 확인할 수 있다. 이때, MTPA 및 약자속 영역 모두에서 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 와 동일한 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 를 출력할 수 있다.

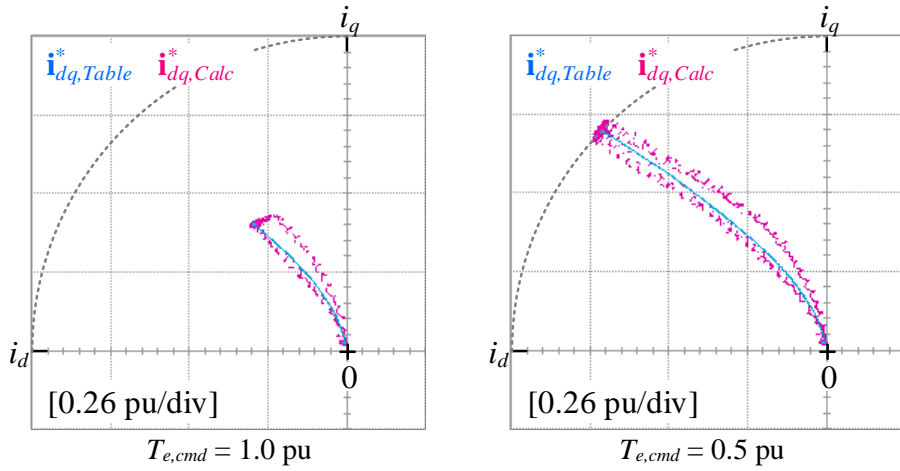
6.2 실험 결과



(a) $T_{e,cmd} = 0.5$ pu



(b) $T_{e,cmd} = 1.0$ pu

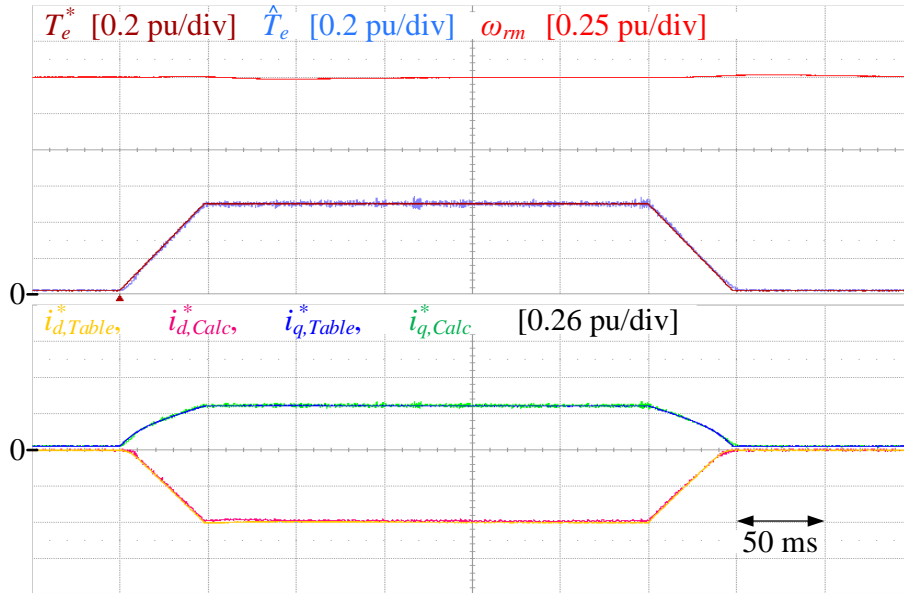


(c) 제안된 방법의 전류 지령 궤적

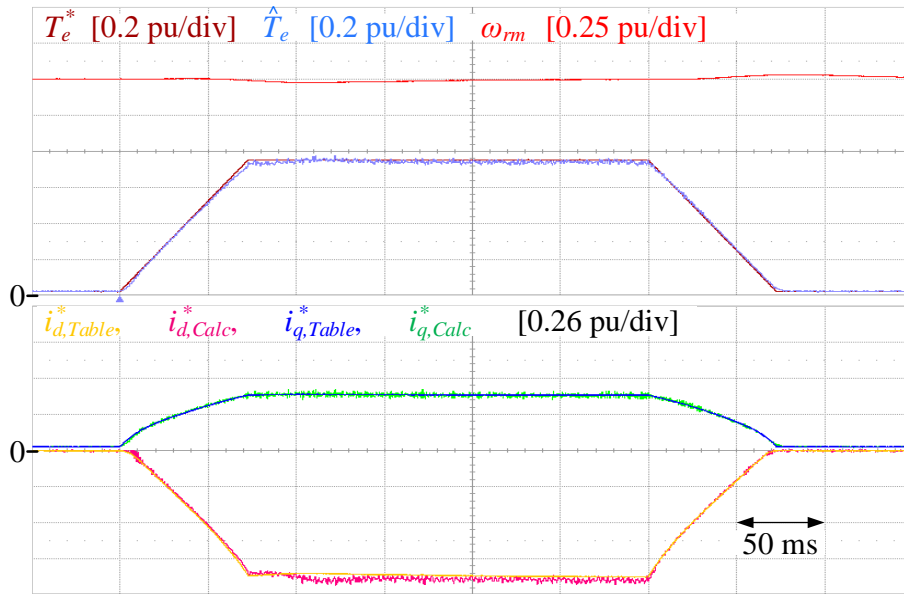
그림 6-5. 실험 1: 토크 지령 변동 시 MTPA 운전

그림 6-5는 그림 6-2와 동일한 조건 하에서 제안된 최소 동손 토크 운전 알고리즘의 성능을 실험 결과를 통해 보여준다. 마찬가지로 그림 6-5(a)와 (b)를 통해 제안된 알고리즘 적용 시, 계산된 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 이 정상 상태에서 MTPA 운전 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 와 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다. 또한 제안된 알고리즘이 저토크 영역은 물론 자기포화가 심한 고토크 영역에서도 안정적으로 동작함을 확인할 수 있다.

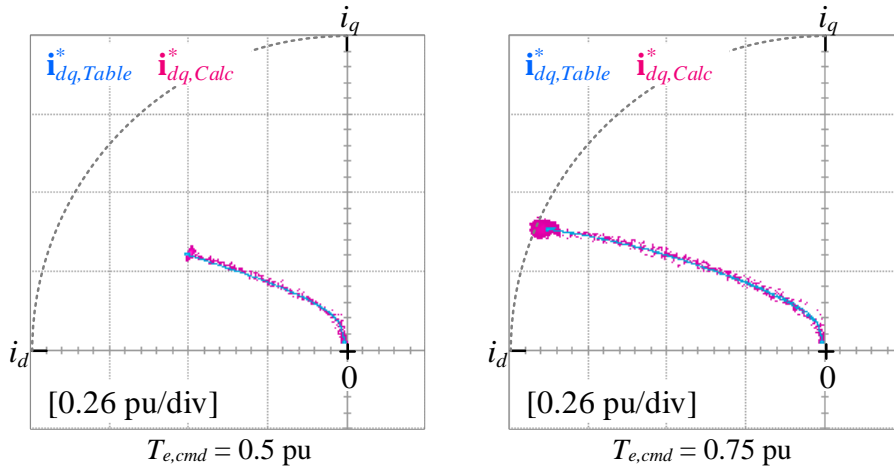
그림 6-5(c)에서 볼 수 있듯이 제안된 알고리즘의 경우, 자속 관측기 및 동적 인덕턴스 추정기의 시지연으로 인해 쇄교자속 참조표 사용 시와 비교하여 과도 상태 성능은 다소 저감된다. 하지만 제정수 참조표 없이 운전 조건 변동에 대응하여 최소 동손 운전점을 추정할 수 있다. 또, 각 알고리즘의 이득 최적화를 통해 제안된 알고리즘의 동특성을 더욱 향상시킬 수 있을 것으로 기대된다.



(a) $T_{e,cmd} = 0.5$ pu



(b) $T_{e,cmd} = 0.75$ pu



(c) 제안된 방법의 전류 지령 궤적

그림 6-6. 실험 2: 토크 지령 변동 시 약자속 운전

그림 6-6은 그림 6-3과 동일한 조건 하에서 최소 동손 토크 운전 알고리즘의 성능을 보여준다. 이를 통해 토크 지령이 커짐에 따라 전압 제한에 도달하게 되면 약자속 영역으로 전환되는 것을 확인할 수 있다. 마찬가지로 약자속 영역에서도 계산된 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 이 운전 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 값과 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다.

앞서, 제정수 추정 알고리즘의 시지연으로 인해 다소 동특성이 저감될 수 있음을 언급하였다. 하지만 부하 속도가 증가할 경우 제안된 자속 추정기의 추정 속도가 증가하여 토크 지령 및 부하 변동에 더욱 빠르게 대응할 수 있다. 또한 약자속 영역에서 운전할 경우, 신호 주입 대신 기존 인덕턴스 값으로 동적 인덕턴스를 대체할 수 있다. 따라서, 제안된 알고리즘의 안정성 및 동특성은 고속 약자속 영역에서 더욱 향상될 수 있으리라 기대된다.

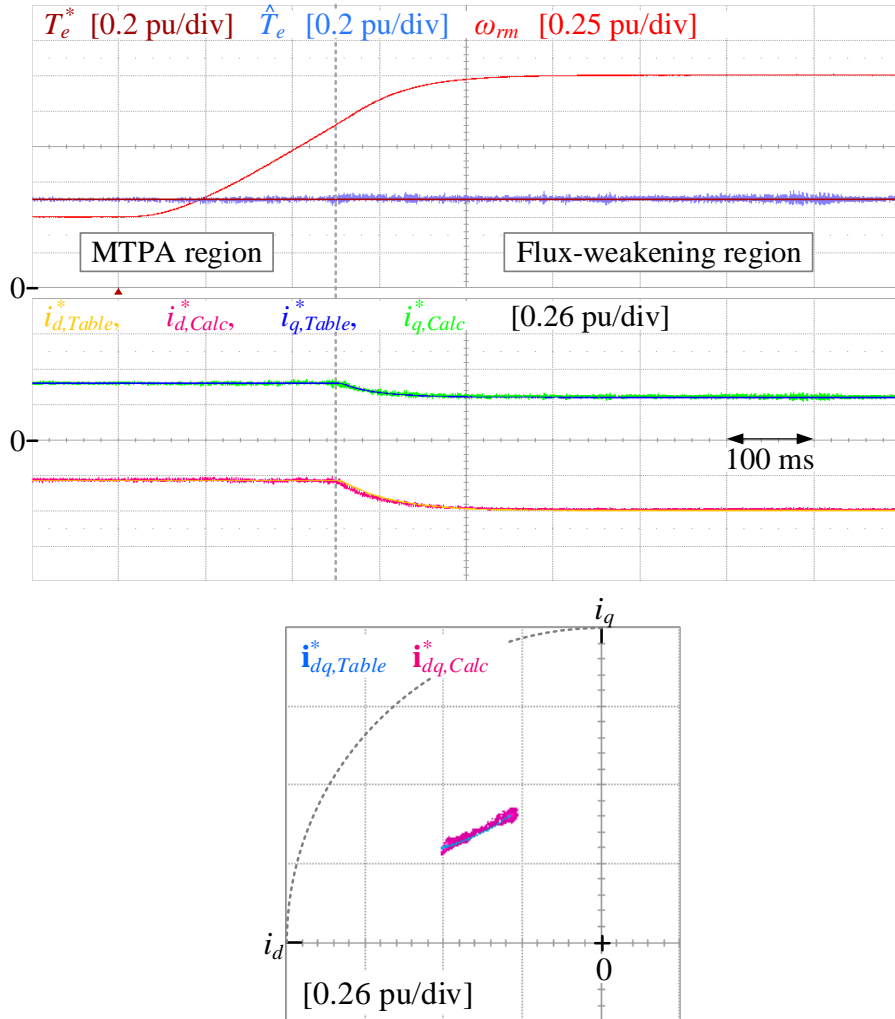


그림 6-7. 실험 3: 부하 속도 변동 시 일정 토크 운전

그림 6-7은 그림 6-4와 동일한 조건 하에서 부하 속도 변동에 따른 제안된 알고리즘의 성능을 보여준다. 단, 실험에서는 부하기의 속도 제어 대역폭 제한으로 인해 시뮬레이션에 비해 약간의 시지연이 존재한다. 하지만 최고 부하 속도 기울기는 시뮬레이션과 동일하다.

이를 통해 빠른 부하 속도 변동 시에도 일정한 토크를 출력할 수 있으며 부하 속도 1.1 pu 부근에서 출력 전압이 전압 제한에 도달하면 MTPA 영역에서 약자속 영역으로 부드럽게 전환함을 확인할 수 있다. 또한 이러한 운전 조건 변동에도 불구하고, 계산된 전류 지령 $i_{dq,Calc}^*$ 이 참조표 $i_{dq,Table}^*$ 와 동일한 값을 가지는 것을 알 수 있다.

제 7장 결론

7.1 연구 결과

본 논문에서는 영구자석 전동기의 제정수 변동을 고려한 실시간 최소 동손 토크 운전 방법을 제안하였다. 이를 위해 우선적으로 매입형 영구자석 전동기의 자기포화, 교차결합 현상 및 공간 고조파 특성을 파악하고 기존의 실시간 손실 최소화 운전 방법들을 살펴보았다. 그리고, 수치 해석 알고리즘 분석에 기반하여 자기포화 및 제정수 오차에 보다 강인한 전류 지령 계산 계산기를 제안하였다. 또한 제안된 최소 동손 운전을 위해 필요한 실시간 쇄교자속 및 동적 인덕턴스 제정수 추정 방안에 대하여 연구하였다. 이를 통해 외란의 영향을 최소화하는 기본파 자속 관측기와 고주파 신호 주입에 기반한 동적 인덕턴스 추정기를 제안하였다. 제안된 알고리즘들의 성능은 시뮬레이션 및 실험을 통해 검증하였다.

본 연구의 결과를 요약하면 다음과 같다.

A. 최소 동손 전류 지령 계산기

영구자석 전동기의 자기포화 및 교차결합 현상을 고려하여 최소 동손 운전을 위한 최적 전류 지령을 계산하는 알고리즘을 제안하였다. 이를 위해 우선적으로 MTPA 및 약자속 영역에서 최소 동손 운전을 위한 비선형 연립 방정식을 유도하였다. 그리고 계산의 안정성을 보장하기 위해 여러 수치 해석 알고리즘을 비교하고 보다 자기포화 및 제정수 오차에 강인한 레벤버그-마쿼트법을 선택하고 이를 구현하였다.

또한 과도한 토크 지령에 따른 불안정 문제를 해결하기 위해 토크 지령 제한 알고리즘을 구현하였다. 제안된 토크 지령 제한기를 통해 토크 지령을 실현 가능 범위로 제한할 수 있으며 이를 통해 전류 및 전압 제한 조건을 실시간으로 반영할 수 있었다. 또한 운전 영역 판별식

및 절환 방안을 통해 운전 영역의 관별 및 부드러운 절환이 가능하게 되었다.

B. 외란 최소화 기본과 자속 관측기

제안된 전류 지령 계산기가 필요로 하는 영구자석 전동기의 실시간 자속 추정 방안을 제안하였다. 기존 자속 관측기의 경우, 센서 편향, 인버터 비선형성, 전동기의 공간 고조파와 같은 DC 오프셋 및 고조파 외란에 의해 성능 저감이 발생할 수 있다. 이를 억제하기 위하여 외란 및 고조파 영향을 최소화하는 주파수 적응 자속 관측기를 제안하였다.

제안된 관측기는 순수 적분기와 대역 통과 필터가 결합된 형태로 계산 부담을 저감하면서 외란 및 고조파 영향을 최소화할 수 있다. 또한 저차 고조파 성분이 많은 경우 고조파 추출기를 도입하여 특정 고조파 성분을 확실하게 제거할 수 있다. 이를 통해 기존 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기에 대한 외란의 영향을 최소화하고 기본과 자속 추출 성능을 개선하였다.

C. 신호 주입 기반 동적 인덕턴스 추정기

제안된 전류 지령 계산기가 필요로 하는 영구자석 전동기의 실시간 동적 인덕턴스 추정 방안을 제안하였다. 이를 위해 우선적으로 기존의 고주파 신호 주입 방법들을 비교하여, 자기 및 상호 인덕턴스 추정에 적합한 동기 좌표계 회전 벡터 전압 주입 방법을 채택하였다. 또한 전동기 회전 시 발생하는 동기 좌표계 상호 교차항을 고려한 고주파 임피던스 모델링을 통해 고속 운전 시에서도 동적 인덕턴스 추정이 가능하도록 구성하였다.

동적 인덕턴스는 정현파 뿐만 아니라 구형파 주입을 통해서도 추출 가능하다. 제안된 구형파 주입 방법의 경우, 신호 주입 주파수를 샘플링 주파수의 1/4까지 증대시킬 수 있으므로 이를 통해 더욱 동특성을 향상시킬 수 있었다. 정현파 혹은 구형파 전압 주입 시 유기된 고주파 전류 정보는 제안된 신호 처리 과정을 통해 큰 계산 부담 없이 기본과 동적 인덕턴스 추정에 사용될 수 있었다.

7.2 향후 과제

본 연구를 토대로 향후에 다음과 같은 연구가 진행될 수 있다.

A. 최소 동손 전류 지령 계산기

- 본 논문에서는 최소 동손 운전 방정식, 즉 전류를 최소화하는 비선형 연립 방정식을 유도하였다. 하지만, 고속 운전 시 철손의 영향이 증대되므로 MTPA 영역과 달리 약자속 영역에서는 철손을 무시하기 힘들다. 따라서, 영구자석 전동기의 전자기적 손실 최소화를 위해서는 동손 뿐 아니라 철손의 정확한 모델링 및 실시간 추정 기법에 대한 연구가 이루어져야 한다. 또한 철손을 반영한 최소 손실 전류 지령 계산기를 구현하여야 한다.
- 영구자석 전동기 구동 시스템의 전체 손실 저감을 위해서는 전동기의 전자기적 손실 뿐만 아니라 인버터 손실 및 기계적 손실에 대한 고려가 필요하다. 특히 인버터 손실의 경우 운전점 변동에 따라 스위칭 손실 및 도통 손실이 변동하며 이에 따라 전체 구동 시스템 측면에서 최소 손실 운전이 검토될 수 있다. 따라서, 이러한 시스템 전체 효율을 고려한 최적 효율 전류 지령 계산기에 대한 연구가 필요하다.
- 제안된 알고리즘의 경우, 전압 제한 형태를 내접원 형태로 근사하고 여기에 전압 여유분을 두어 운전 영역을 계산하였다. 하지만, 배터리와 같이 한정적인 직류단 전압으로 구동할 경우 과변조(over-modulation) 혹은 식스-스텝 운전(six-step operation)과 같이 직류단 전압을 최대로 사용하는 알고리즘이 요구된다. 따라서, 이러한 실제 전압 제한 조건을 반영한 약자속 영역의 전류 지령 계산기에 대한 연구가 요구된다.
- 실제 영구자석 전동기의 경우, 고정자 슬롯 및 회전자 형상에 따라 공간 고조파가 발생한다. 이로 인해 회전자 각 위치에 따라 d-축, q-

축 왜교자속 및 출력 토크가 계속해서 변동하게 된다. 따라서, 회전자 각 위치에 따른 출력 토크 변동까지 고려한 최소 동손 운전 방안에 관한 연구도 가능할 것으로 여겨진다.

B. 외란 최소화 기본과 자속 관측기

- 자속 관측기의 경우, 고정자 저항 및 인버터 비선형성의 영향으로 인해 추정 자속에 오차가 발생된다. 특히 저속 운전 시 전압 신호의 크기가 저감되므로 이러한 외란은 큰 자속 오차를 유발하게 된다. 따라서, 자속 오차를 최소화하기 위해 고정자 권선 저항 및 인버터 비선형성의 추정 방안에 대한 더욱 세밀한 연구가 필요하다.
- 전압 모델 자속 관측기의 경우, 스위칭 주파수가 낮은 대용량 전동기 혹은 회전 주파수 대비 샘플링 주파수가 부족한 초고속 전동기에서 성능이 저하될 수 있다. 이러한 샘플링 주파수 비율이 낮은 전동기 구동 시스템의 경우 전류 샘플링 오차 및 PWM 출력 각 오차에 대한 세밀한 보상이 필요하다. 따라서, 영구자석 전동기의 이산 시간 모델링(discrete-time modeling) 및 제안된 자속 추정기의 디지털 구현에 대한 추가적인 연구가 필요하다.

C. 신호 주입 기반 동적 인덕턴스 추정기

- 신호 주입 기반 동적 인덕턴스 추정기의 경우, 고속 운전 시 역기 전력 성분으로 인해 전압 여유분이 부족해질 수 있으며 추가적인 저항 손실 및 가청 소음이 발생할 수 있다. 따라서, 신호 주입 기법이 적용 불가능한 시스템의 경우 추정 혹은 학습 기법에 기반한 제정수 추정 방안이 필요하다. 따라서, 적응 기법(adaptive control) 혹은 기계 학습(machine learning)에 기반한 동적 인덕턴스 추정 방안에 대한 연구가 필요할 것으로 예상된다.

- 본 논문에서는 엔코더(encoder), 레졸버(resolver)와 같은 위치 센서를 사용한 경우, 즉 회전자 각을 알고 있을 때의 최소 동손 전류 지령 계산 알고리즘과 제정수 추정 알고리즘을 제안하였다. 하지만, 비용 및 신뢰성을 비롯한 여러 요인에 의해 토크가 직접 제어되는 전동기 구동 시스템에서도 위치 센서를 제거하고자 하는 연구가 진행되고 있다. 따라서, 이러한 센서리스 전동기를 대상으로한 최소 동손 토크 운전에 대한 연구가 필요할 것으로 예상된다.
- 실시간 제정수 추정 알고리즘과 최소 동손 운전 알고리즘의 혼용 시, 잘못된 제정수 추정이 발생할 경우 이에 따라 전류 지령 계산기가 불안정해질 우려가 있다. 따라서, 기존 운전 참조표와의 비교 혹은 추가적인 판단 알고리즘을 통해 추정 제정수 및 계산 전류 지령의 범위를 제한할 필요가 있다. 즉, 제안된 제정수 추정 알고리즘 및 최소 동손 알고리즘 출력의 신뢰성을 판별하기 위한 알고리즘에 대한 연구가 보완되어야 한다.

부 록

A. 제안된 기본과 자속 관측기의 타 전동기 적용 결과

A.1 대상 전동기 및 실험 세트

제안된 기본과 자속 관측기의 검증을 위해 5 kW 급 영구자석 전동기에 대해서 동일한 시뮬레이션 및 실험을 진행하였다. 여기서, 해당 전동기의 명목(nominal) 제정수는 표 A-1과 같으며 해당 전동기를 포함한 전체 실험 세트 구성은 그림 A-1과 같다. 해당 전동기의 경우, 기본과 대비 6차 공간 고조파 성분이 상당히 크므로 주파수 적응 관측기 적용 시에도 일부 저차 고조파 성분이 남아있게 된다. 따라서 해당 전동기는 고조파 추출기의 적용을 필요로 한다.

표 A-1. 5 kW 급 8극 12슬롯 IPMSM의 제정수

IPMSM Parameter	Value
Rated power, P_{rated}	5 kW
Rated current, I_{rated}	5.2 A _{rms}
Rated torque, $T_{e,rated}$	3.75 N·m
Number of pole pairs, P	4
PM flux linkage, λ_{PM}	79.6 mV·s
d-axis inductance, L_{ds}	4.1 mH
q-axis inductance, L_{qs}	6.5 mH
Winding resistance, R_s	0.8 Ω

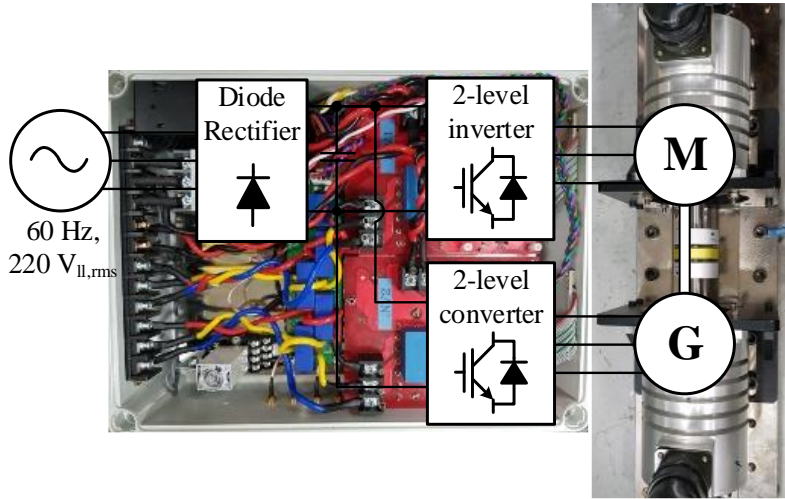


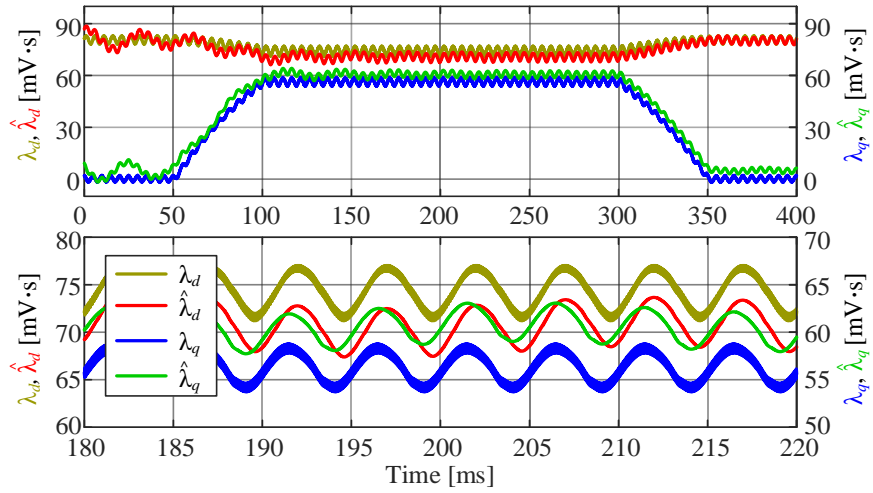
그림 A-1. 5 kW 급 8극 12슬롯 IPMSM 실험 세트의 구성

4.5절과 마찬가지로 시뮬레이션의 경우, 실제 자속 $\lambda_{dq} \equiv (\lambda_d, \lambda_q)$ 를 실시간으로 추출하여 추정 자속 $\hat{\lambda}_{dq} \equiv (\hat{\lambda}_d, \hat{\lambda}_q)$ 와 비교하도록 한다. 하지만 실제 실험을 수행할 경우 자속을 직접 측정하기는 힘들므로 미리 추출한 쇠교자속 참조표 값 $\lambda_{dq,LUT} \equiv (\lambda_{d,LUT}, \lambda_{q,LUT})$ 와 비교하도록 한다.

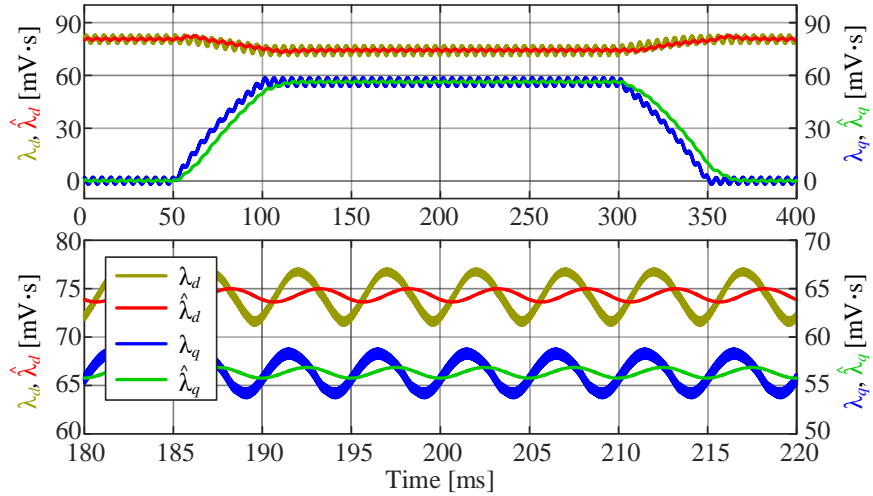
직류단 전압, 스위칭 주파수 및 샘플링 주파수는 각각 310 V, 10 kHz, 20 kHz로 설정하였다. 또한 제안된 주파수 적응 자속 관측기 및 고조파 추출기의 감쇠비 ζ_i, ζ_h 는 모두 0.707로 설정하였다. 이때, 저차 고조파를 제거하도록 고조파 추출기는 직렬 연결 시 6차 혹은 병렬 연결 시 5, 7차를 사용하였다. 제안된 전류 모델 자속 관측기에 적용된 전류 관측기의 주파수 대역 ω_{co} 는 $2\pi(1 \text{ kHz})$ 으로 설정하였다. 기존 저역 통과 필터의 초기 조건 값 및 전류 모델 제정수는 명목 제정수와 동일하게 설정하였다.

시뮬레이션 및 실험에서 토크 지령 T_e^* 은 20 pu/s의 기울기로 가파르게 변동하며 부하 속도 ω_{rm} 은 최대 5000 (r/min)/s의 기울기로 변동하도록 설정하였다. 이때, 전류 지령은 토크 지령에 따른 MTPA 참조표에 기반하여 생성하였다. 시뮬레이션, 실험 모두 동일한 운전 조건 하에서 제안된 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기의 성능을 검증하였다.

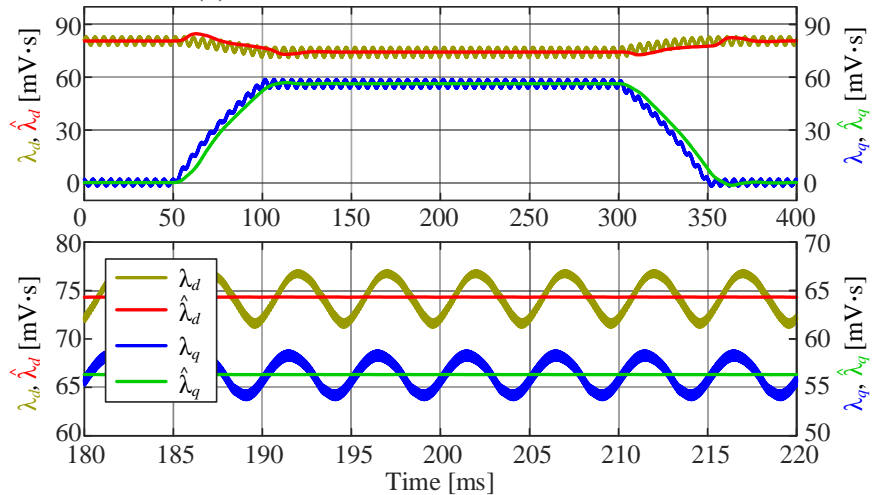
A.2 시뮬레이션 및 실험 결과



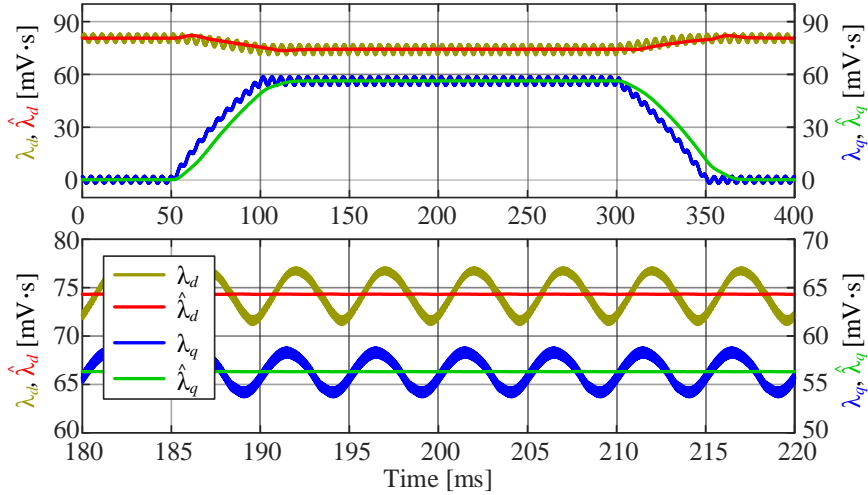
(a) 저역 통과 필터, 2 Hz



(b) 제안된 주파수 적응 자속 관측기



(c) 제안된 주파수 적응 자속 관측기 + 병렬 고조파 추출기(5, 7차)

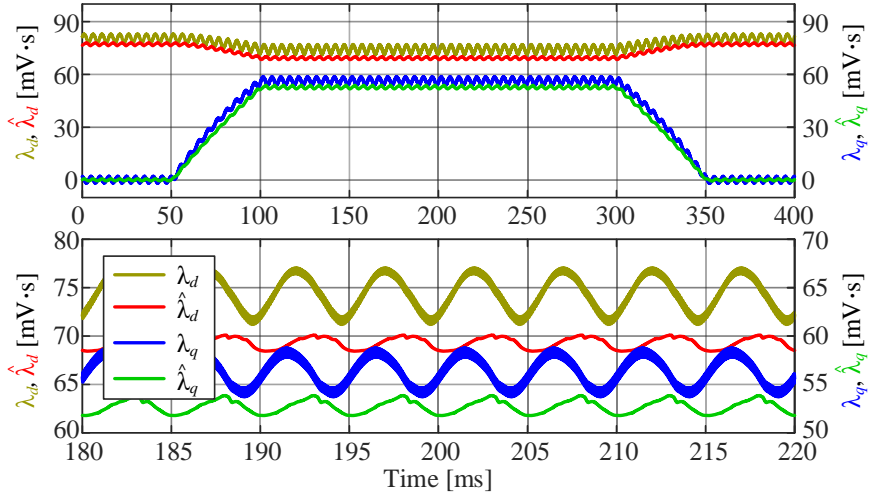


(d) 제안된 주파수 적응 자속 관측기 + 직렬 고조파 추출기(6차)

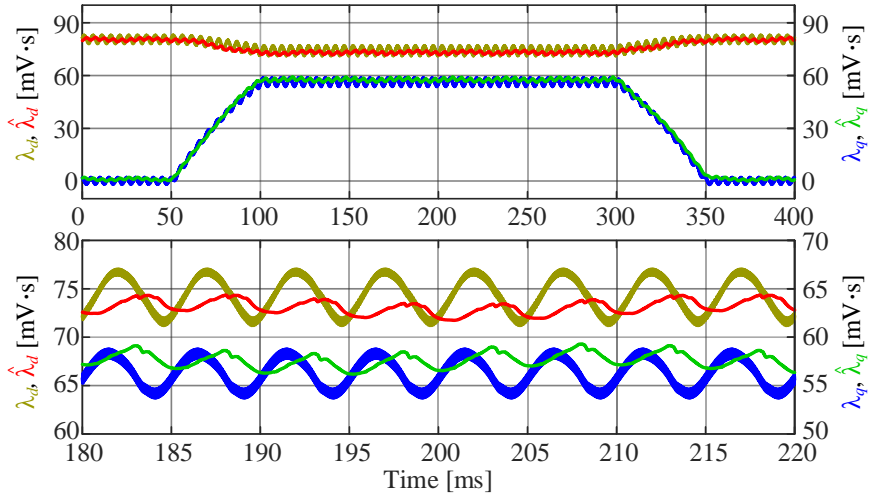
그림 A-2. 시뮬레이션 1: 전압 모델 자속 관측기 간 성능 비교

그림 A-2는 토크 지령 변동 하에서 전압 모델 자속 관측기 간의 성능 비교를 보여준다. 이때, 부하 속도는 500 r/min으로 일정하게 설정하였다. 이를 통해 과도 상태 뿐만 아니라 최대 토크 운전 시 정상 상태에서의 자속 파형을 확인할 수 있다. 이때, (λ_d, λ_q) 는 공간 고조파에 따른 6고조파 전류 리플로 인해 고조파 자속을 포함하게 되며 이는 확대 파형(zoomed view)을 통해 쉽게 확인할 수 있다.

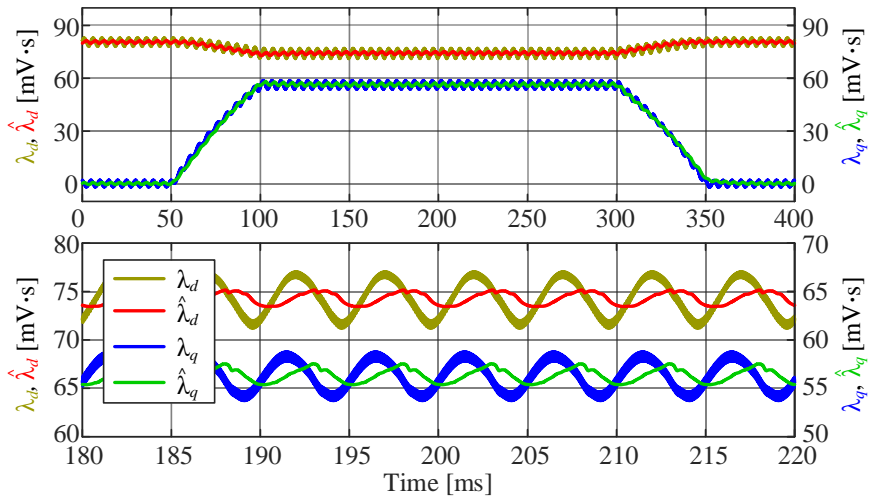
단순히 2 Hz 저역 통과 필터를 적용할 경우, 그림 A-2(a)와 같이 추정 자속에 DC 오프셋 및 고조파 성분이 포함되게 된다. 반면에 제안된 주파수 적응 자속 관측기를 적용할 경우, 그림 A-2(b)와 같이 DC 오프셋 및 고조파 성분이 상당히 저감된다. 남아 있는 저차 고조파는 병렬 고조파 추출기를 통해 그림 A-2(c)와 같이 확실히 제거할 수 있다. 이때, 병렬 고조파 추출기에 의해 발생한 오버슈트는 고조파 추출기의 위치를 직렬로 변경하여 해결할 수 있다. 이를 통해 그림 A-2(d)와 같이 과도 상태 오버슈트와 정상 상태 고조파를 동시에 억제할 수 있다.



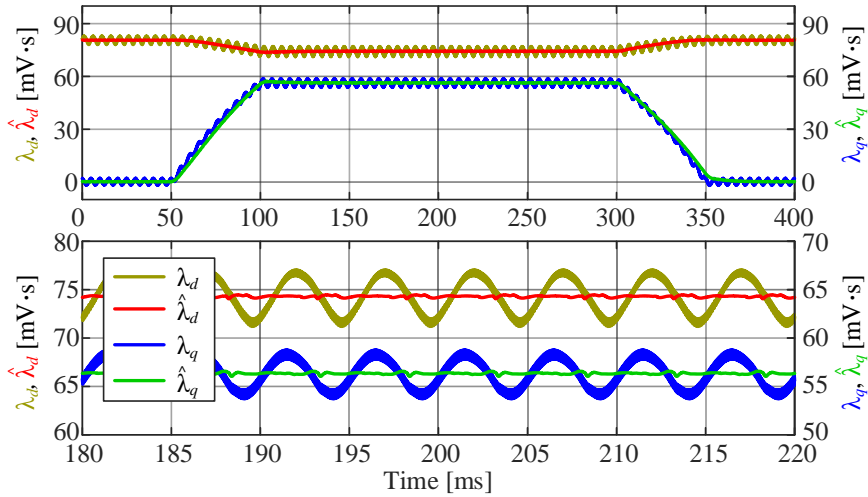
(a) 기존 전류 모델



(b) 기존 외란 입력 분리부로 구현한 전류 관측기 [62]



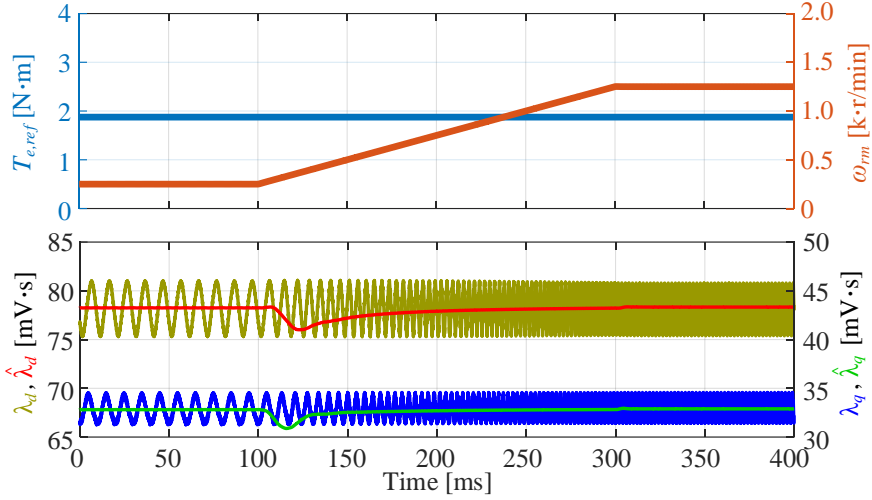
(c) 제안된 주파수 적응 자속 관측기로 구현한 전류 관측기



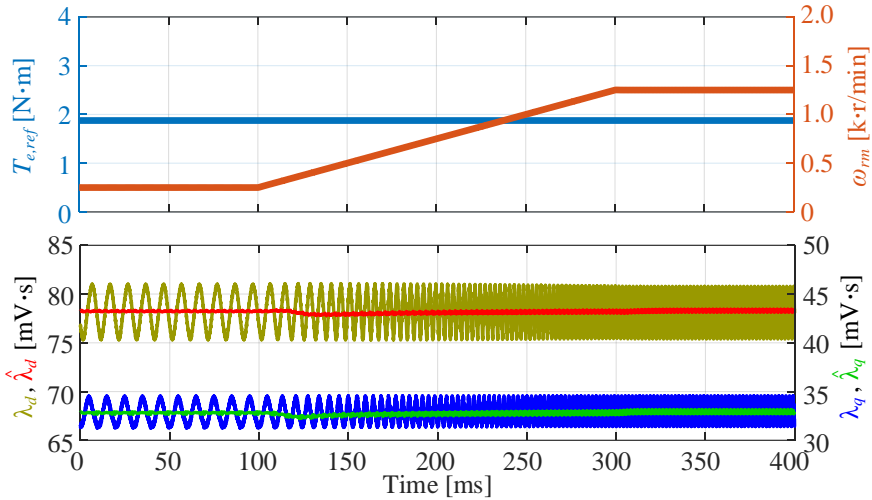
(d) 제안된 전류 관측기 및 고조파 추출기

그림 A-3. 시뮬레이션 2: 전류 모델 자속 관측기 간 성능 비교

그림 A-3 은 동일한 조건 하에서 제안된 전류 모델 사이의 성능 비교를 보여준다. 단순히 기존 전류 모델을 적용할 경우, 정적 인덕턴스 및 영구자석의 쇄교자속의 추정 오차에 의해 그림 A-3(a)와 같이 정상 상태에서도 추정 오차가 발생하게 된다. 또한 기존 외란 입력 분리부로 구현한 전류 관측기[62]의 경우, 연속 필터의 구현 방법에 따라 성능이 크게 좌우되게 된다. 따라서 연속 필터의 구현이 정확하지 않은 경우, 그림 A-3(b)와 같이 추정 자속이 저차 저조파 성분을 포함할 수 있다. 그에 비해 제안된 주파수 적응 자속 관측기로 구현한 전류 관측기의 경우, 자속 오차 추정 시 구현 오차 및 시지연을 최소화 할 수 있으며 이로 인해 그림 A-3(c)와 같이 뛰어난 자속 추정 성능을 보인다. 남아 있는 추정 자속의 고조파 성분은 6 차 병렬 고조파 추출기를 통해 그림 A-3(d)와 같이 저감 가능하다.



(a) 전압 모델 자속 관측기: 주파수 적응 자속 관측기 + 직렬 고조파 추출기



(b) 전류 모델 자속 관측기: 전류 관측기 및 고조파 추출기

그림 A-4. 시뮬레이션 3: 속도 변동 시 제안된 자속 관측기 성능

그림 A-4는 부하 속도 변동 시, 제안된 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기의 성능을 보여준다. 이때, 토크 지령은 정격 토크의 50 %, 부하 속도는 250 r/min에서 1250 r/min으로 0.2 초 동안 증가하도록 설정하였다.

제안된 자속 관측기의 경우, 경사 형태의 순간적인 속도 변동에 의해 과도 상태에서 순간적인 오차가 발생할 수 있다. 이는 주파수 적응 자속 관측기만 아니라 고조파 추출기에 의해서 증대될 수 있다. 하지만, 주파수 이득 ω 의 실시간 갱신을 통해 부하 속도 변동 시에도 빠르게

추정 오차를 최소화할 수 있다. 이를 통해 제안된 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기 모두 속도 변동 시에도 충분한 기본과 자속 추정 성능을 보인다.

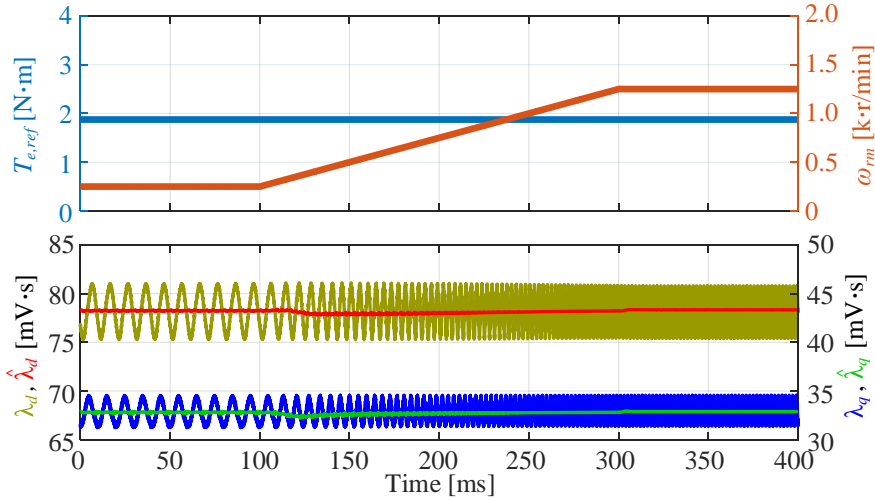
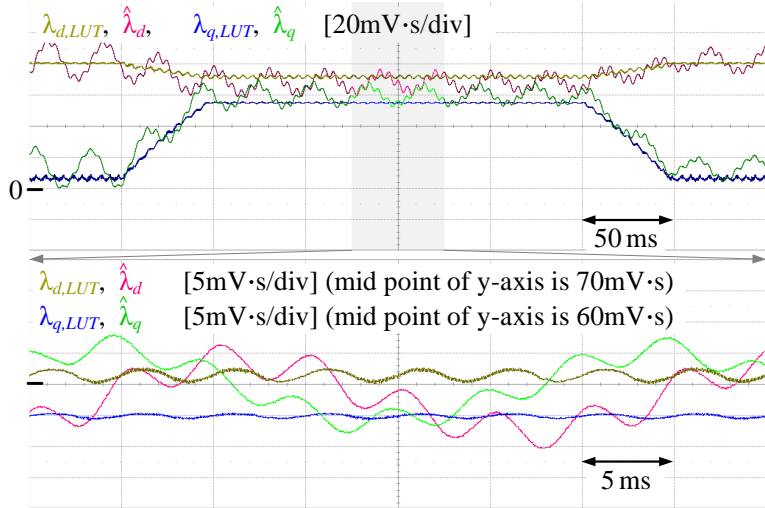
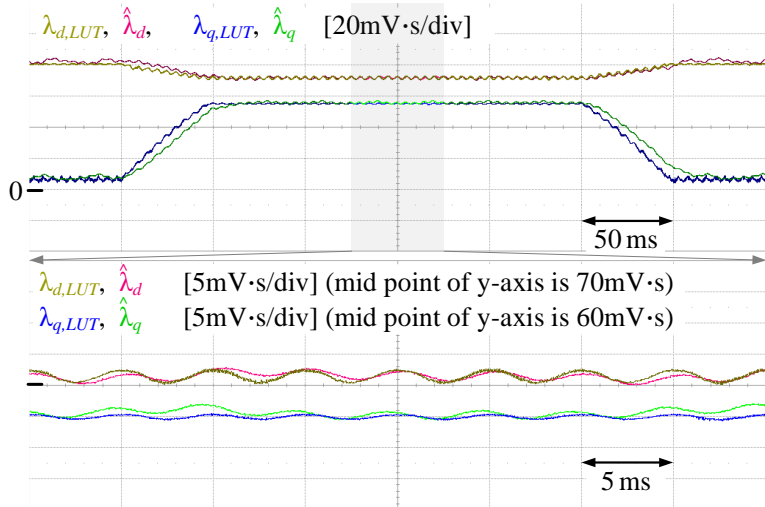


그림 A-5. 시뮬레이션 4: 속도 변동 시 자속 관측기 간 절환

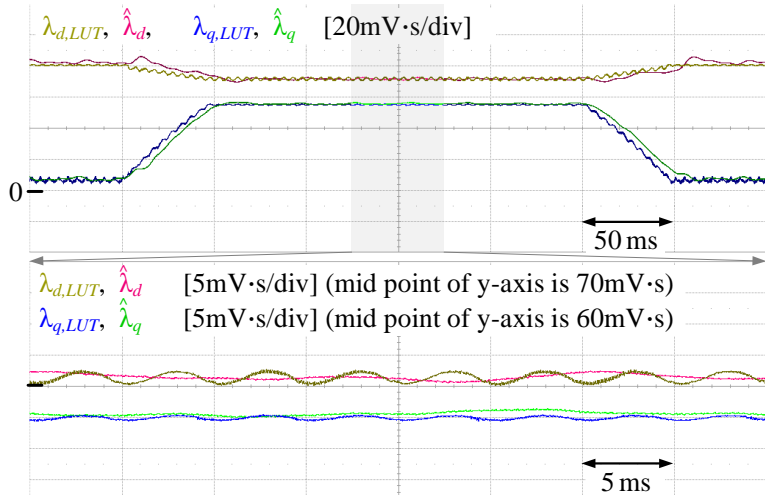
그림 A-5 는 동일한 조건 하에서 제안된 자속 관측기 간 절환 성능을 보여준다. 이때, 절환 시점을 결정하기 위한 이득 $\omega_{o,min}$, $\omega_{o,max}$ 는 각각 500 r/min, 1000 r/min 으로 설정하였다. 여기서, 절환 과정동안 추정 자속은 제안된 전류 모델과 전압 모델 추정 자속의 가중치 합으로 결정된다. 이를 통해 제안된 절환 방안을 적용할 경우, 부하 속도 변동 시에도 자속 오차 없이 부드럽게 절환이 가능함을 확인할 수 있다.



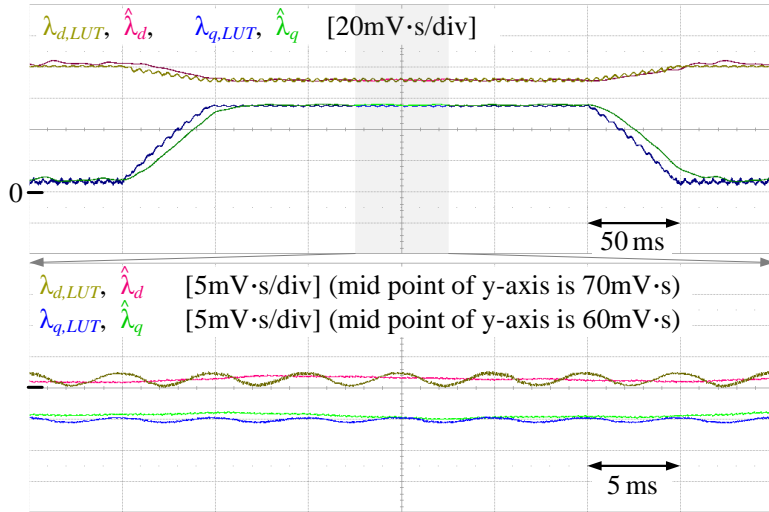
(a) 저역 통과 필터, 2 Hz



(b) 제안된 주파수 적응 자속 관측기



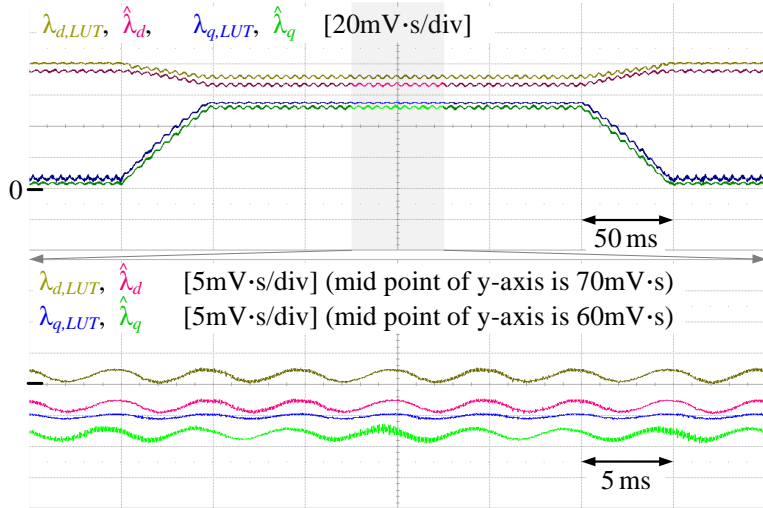
(c) 제안된 주파수 적응 자속 관측기 + 병렬 고조파 추출기(5, 7차)



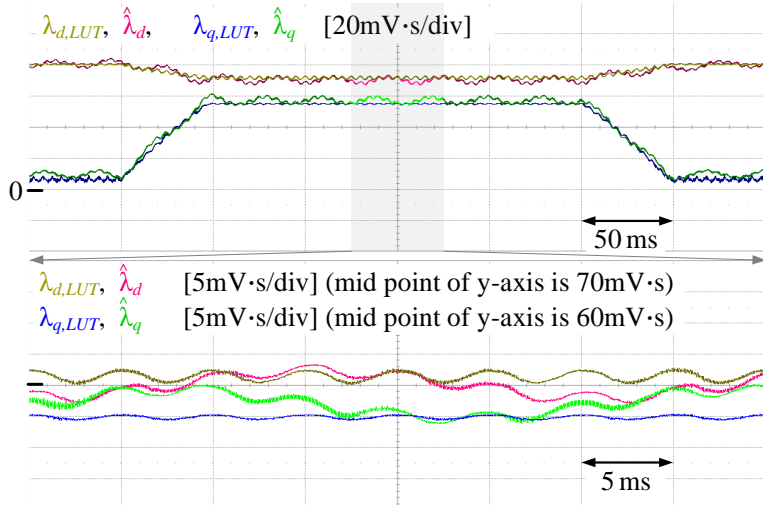
(d) 제안된 주파수 적응 자속 관측기 + 직렬 고조파 추출기(6차)

그림 A-6. 실험 1: 전압 모델 자속 관측기 간 성능 비교

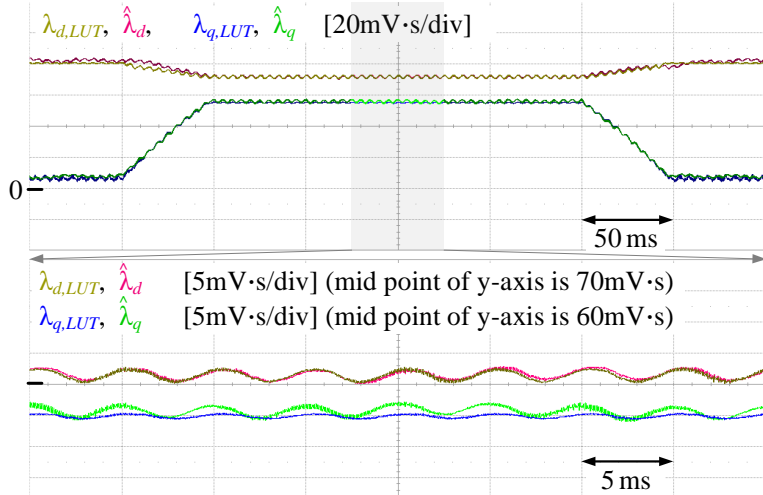
그림 A-6은 토크 지령 변동 하에서 전압 모델 자속 관측기의 성능을 실험을 통해 보여준다. 마찬가지로 부하 속도는 500 r/min으로 일정하게 설정하였다. 이때, 정상 상태 자속 추정 성능은 확대 파형을 통해 자세히 살펴보도록 한다. 우선 단순히 저역 통과 필터만 적용한 경우, 그림 A-6(a)와 같이 큰 자속 추정 오차가 발생하게 된다. 따라서 저역 통과 필터 구현 시, 이로 인한 기본파 성분의 크기 및 위상 오차를 보상해야 한다. 그러나 제안된 주파수 적응 자속 관측기를 적용할 경우, 그림 A-6(b)와 같이 추가적인 보상 없이도 기본파 자속을 추정할 수 있으며 DC 오프셋 및 고조파 성분을 저감할 수 있다. 병렬 고조파 추출기를 포함할 경우, 그림 A-6(c)와 같이 남아 있는 저차 고조파를 억제할 수 있으나 과도 상태에서 오버슈트가 발생할 수 있다. 반면 직렬 고조파 추출기로 구현하면 그림 A-6(d)와 같이 고조파 감쇠비의 추가적인 조율 (tuning) 없이도 과도 상태 오버슈트 및 정상 상태 저차 고조파를 동시에 저감할 수 있다.



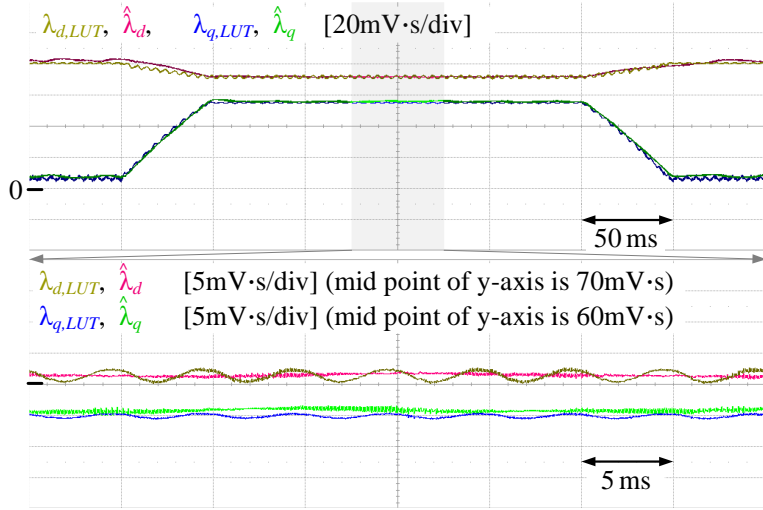
(a) 기존 전류 모델



(b) 기존 외란 입력 분리부로 구현한 전류 관측기 [62]



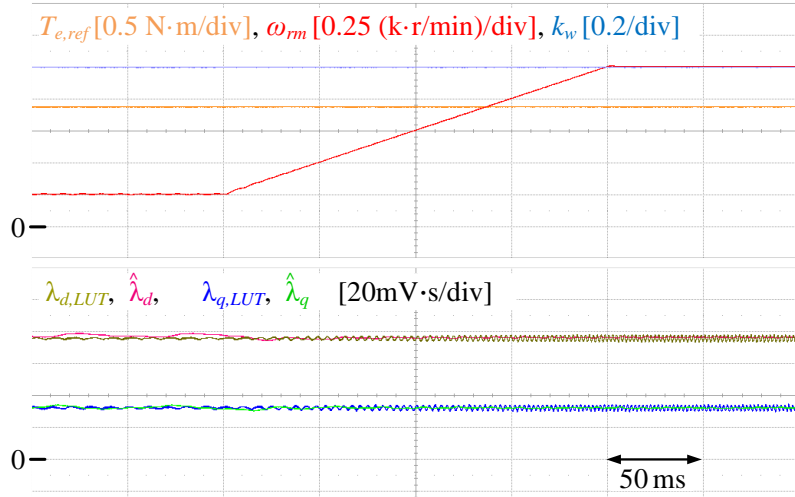
(c) 제안된 주파수 적응 자속 관측기로 구현한 전류 관측기



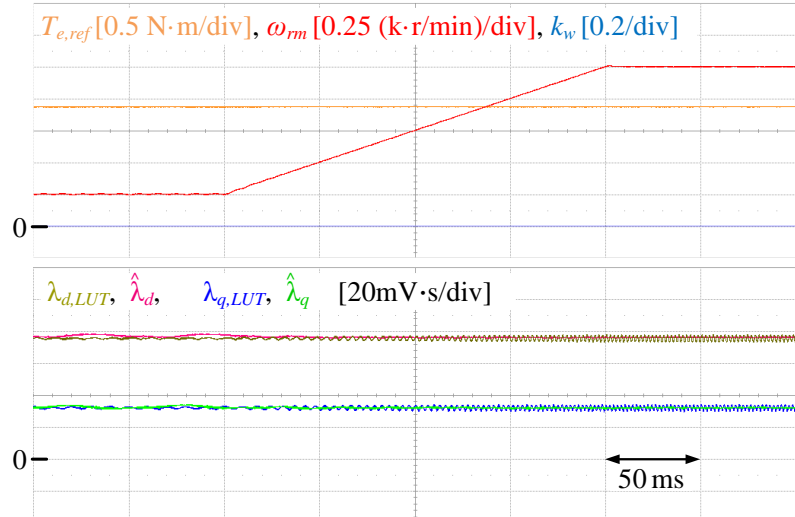
(d) 제안된 전류 관측기 및 고조파 추출기

그림 A-7. 실험 2: 전류 모델 자속 관측기 간 성능 비교

그림 A-7 은 동일한 조건 하에서 전류 모델 자속 관측기의 성능을 실험을 통해서 보여준다. 마찬가지로 단순히 기존 전류 모델을 적용할 경우, 그림 A-7(a)와 같이 제정수 오차에 따라 추정 자속의 정상 상태 오차가 계속해서 발생할 수 있다. 또한 외란 입력 분리부로 구현한 전류 관측기[62]의 경우, 그림 A-7(b)와 같이 정상 상태에서도 자속 오차가 발생할 수 있다. 이를 보완하기 위해서는 연속 필터로 인한 기본파 크기 및 위상 오차에 대한 보상이 필요하다. 반면에 제안된 주파수 적응 관측기를 적용할 경우, 추가적인 보상 없이도 그림 A-7(c)와 같이 정상 상태 오차 없이 기본파 자속을 추정할 수 있다. 또한 충분한 대역폭을 갖는 전류 관측기를 통해 과도 상태 성능도 개선할 수 있다. 추가적으로 병렬 고조파 추출기를 적용할 경우, 그림 A-7(d)와 같이 남아 있는 저차 고조파 성분을 확실히 저감할 수 있다. 즉, 샘플링 주파수가 충분할 경우 제안된 전류 모델 자속 관측기를 통해 정상 상태 및 과도 상태 성능을 더욱 향상시킬 수 있다.



(a) 전압 모델 자속 관측기: 주파수 적응 자속 관측기 + 직렬 고조파 추출기



(b) 전류 모델 자속 관측기: 전류 관측기 및 고조파 추출기

그림 A-8. 실험 3: 속도 변동 시 제안된 자속 관측기 성능

그림 A-8은 부하 속도 변동 하에서 제안된 자속 관측기의 성능을 실험을 통해 보여준다. 이때, 토크 지령 및 속도 변동은 그림 A-4의 시뮬레이션 조건과 동일하다. 제안된 자속 관측기의 경우, 경사 형태의 속도 변동에도 불구하고 빠르게 기본과 자속을 추정할 수 있다. 즉, 주파수 이득 ω 를 전기적 속도의 절대값 $|\omega_r|$ 과 동일하도록 빠르게 갱신할 경우, 제안된 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기 모두 부하 속도 변동에 상관 없이 안정적인 성능을 보임을 확인하였다.

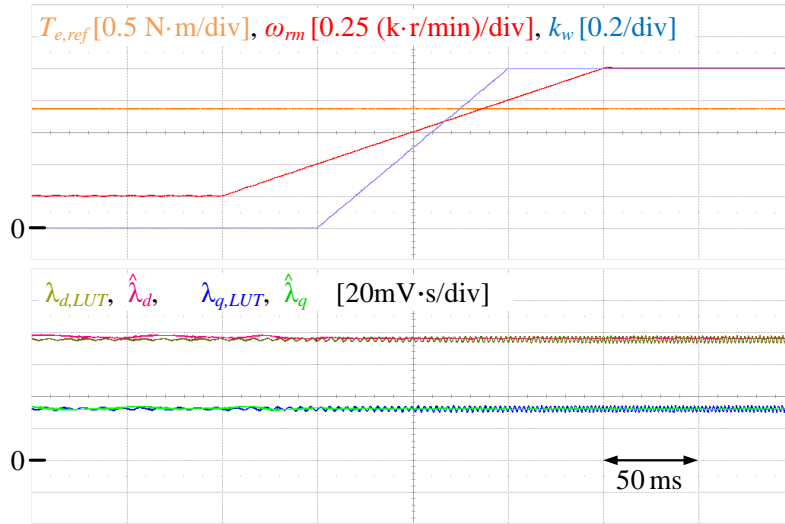


그림 A-9. 실험 4: 속도 변동 시 자속 관측기 간 절환

그림 A-9 는 동일한 조건 하에서 제안된 자속 관측기 간 절환 성능을 보여준다. 이때 가중치 k_w 를 통해 제안된 전류 모델 및 전압 모델 자속 관측기의 비중을 확인할 수 있다. 실험 결과를 통해 제안된 절환 방안을 적용할 경우에도 큰 자속 오차 없이 부드러운 절환이 가능함을 확인할 수 있다. 또한 제안된 주파수 적응 자속 관측기로 인해 과도 상태에서도 충분한 DC 오프셋 및 저차 고조파 저감이 가능함을 알 수 있다.

B. 시험용 영구자석 전동기의 실험 제정수

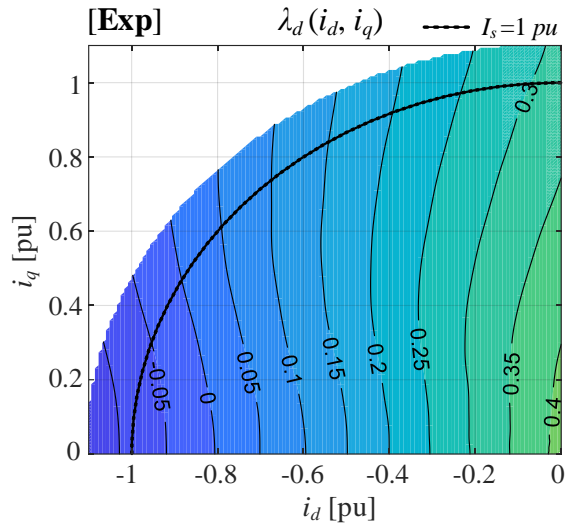
시험용 영구자석 전동기의 기본과 쇠교자속은 정상 상태 전압 방정식에 기반하여 식 (B.1)과 같이 추출할 수 있다. 이때, 고조파 성분을 저감하기 위하여 저역 통과 필터(LPF)를 적용하였다 [73]. 이는 전류에 따른 2차 참조표 형태로 저장된다.

$$\begin{aligned}\lambda_{d,table}(i_d, i_q) &= \text{LPF} \left\{ \frac{v_q^*(i_d, i_q) - \hat{R}_s i_q}{\omega_r} \right\}, \\ \lambda_{q,table}(i_d, i_q) &= \text{LPF} \left\{ \frac{-v_d^*(i_d, i_q) + \hat{R}_s i_d}{\omega_r} \right\}.\end{aligned}\tag{B.1}$$

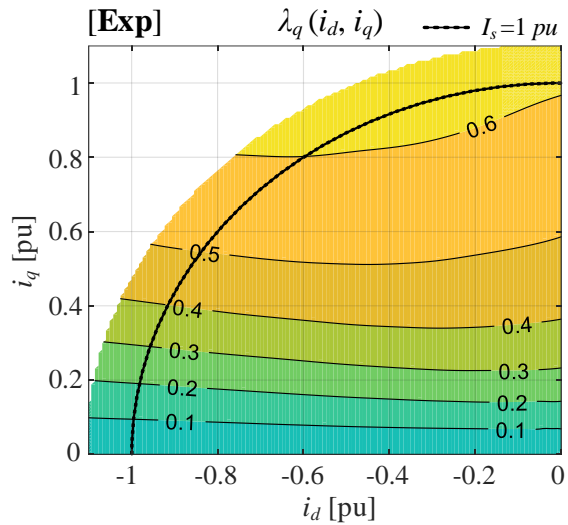
동적 인덕턴스는 식 (2.7)과 같이 전류의 변동에 따른 자속의 변동으로 정의된다. 따라서, 기본과 동적 인덕턴스는 식 (B.2)와 같이 쇠교자속 참조표의 차분을 통해 쉽게 추출할 수 있다.

$$\begin{aligned}L_{dd,table}(i_d, i_q) &\triangleq \frac{\lambda_{d,table}(i_d + \Delta i_d, i_q) - \lambda_{d,table}(i_d, i_q)}{\Delta i_d}, \\ L_{qq,table}(i_d, i_q) &\triangleq \frac{\lambda_{q,table}(i_d + \Delta i_d, i_q) - \lambda_{q,table}(i_d, i_q)}{\Delta i_q}, \\ L_{dq,table}(i_d, i_q) &\triangleq \frac{\lambda_{d,table}(i_d + \Delta i_d, i_q) - \lambda_{d,table}(i_d, i_q)}{\Delta i_q}, \\ L_{qd,table}(i_d, i_q) &\triangleq \frac{\lambda_{q,table}(i_d + \Delta i_d, i_q) - \lambda_{q,table}(i_d, i_q)}{\Delta i_d}.\end{aligned}\tag{B.2}$$

이를 통해 추출한 시험용 영구자석 전동기의 쇠교자속 실험 값은 그림 B-1, 동적 인덕턴스 실험 값은 그림 B-2 와 같이 나타난다.

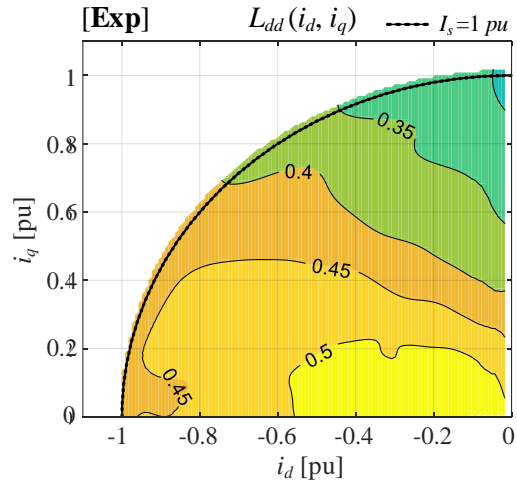


(a) d-축 쇄교자속, $\lambda_d(i_d, i_q)$

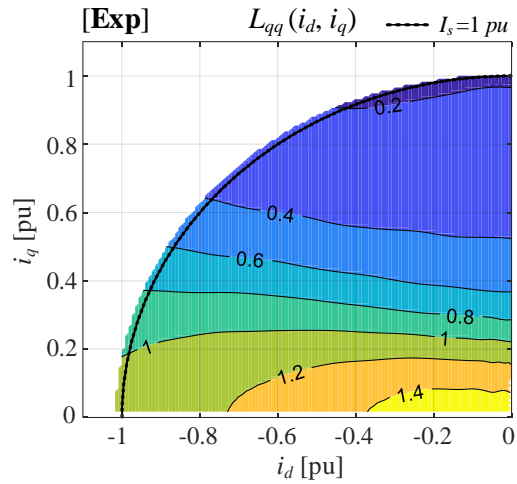


(b) q-축 쇄교자속, $\lambda_q(i_d, i_q)$

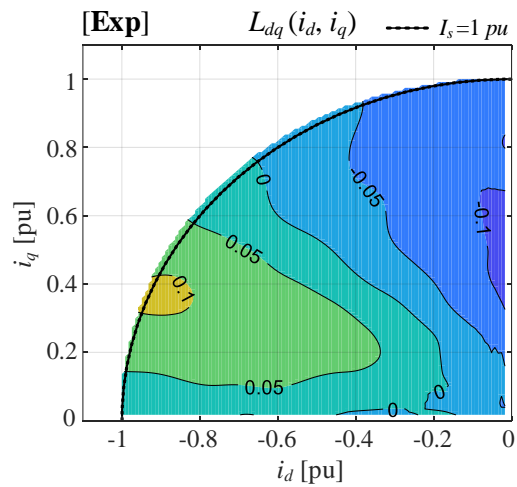
그림 B-1. 시험용 영구자석 전동기의 쇄교자속 실험 값



(a) d-축 자기 인덕턴스, $L_{dd}(i_d, i_q)$



(b) q-축 자기 인덕턴스, $L_{qq}(i_d, i_q)$



(c) 상호 인덕턴스, $L_{dq}(i_d, i_q)$ $L_{qd}(i_d, i_q)$

그림 B-2. 시험용 전동기의 동적 인덕턴스 실험 값

참고 문헌

- [1] J. G. Kassakian and T. M. Jahns, "Evolving and Emerging Applications of Power Electronics in Systems," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 1, no. 2, pp. 47–58, Jun. 2013.
- [2] S. Kim, S. Hong, and K. Nam, "Recent Progress Trend in Motor and Inverter for Hybrid Vehicle," *Trans. Korean Inst. Power Electron.*, vol. 21, no. 5, pp. 381–387, Oct. 2016.
- [3] B. Sarlioglu, C. T. Morris, D. Han, and S. Li, "Driving Toward Accessibility: A Review of Technological Improvements for Electric Machines, Power Electronics, and Batteries for Electric and Hybrid Vehicles," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 23, no. 1, pp. 14–25, Jan. 2017.
- [4] 배본호, "돌극성이 큰 영구자석 교류 전동기의 제어에 대한 연구," 박사학위논문, 서울대학교, 2002.
- [5] H. Lee and K. Nam, "An Overview: Current Control Technique for Propulsion Motor for EV," *Trans. Korean Inst. Power Electron.*, vol. 21, no. 5, pp. 388–395, Oct. 2016.
- [6] S. Xue *et al.*, "Iron Loss Model for Electrical Machine Fed by Low Switching Frequency Inverter," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 11, pp. 1–4, Nov. 2017.
- [7] X. Chen, J. Wang, B. Sen, P. Lazari, and T. Sun, "A High-Fidelity and Computationally Efficient Model for Interior Permanent-Magnet Machines Considering the Magnetic Saturation, Spatial Harmonics, and Iron Loss Effect," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4044–4055, Jul. 2015.
- [8] 설승기, 전기기기제어론. 홍릉과학출판사, 2007.
- [9] 정유석, "영구자석동기기의 자기포화를 고려한 실시간 최소동손제어," 박사학위논문, 서울대학교, 2005.
- [10] 김장목, "매입형 영구자석 동기 전동기의 제어특성 개선," 박사학위논문, 서울대학교, 1996.
- [11] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler, and M. Trlep, "Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 5, pp. 1264–1271, Sep. 2003.
- [12] S. Li, B. Sarlioglu, S. Jurkovic, N. R. Patel, and P. Savagian, "Analysis of Temperature Effects on Performance of Interior Permanent Magnet Machines for High Variable Temperature Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 5, pp. 4923–4933, Sep. 2017.
- [13] S. Li, B. Sarlioglu, S. Jurkovic, N. R. Patel, and P. Savagian, "Comparative Analysis of Torque Compensation Control Algorithms of Interior Permanent Magnet Machines for Automotive Applications Considering the Effects of Temperature Variation," *IEEE Trans. Transp. Electr.*, vol. 3, no. 3, pp. 668–681, Sep. 2017.
- [14] S. J. Underwood and I. Husain, "Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2435–2443, Jul. 2010.
- [15] D. Q. Dang, M. S. Rafeq, H. H. Choi, and J.-W. Jung, "Online Parameter Estimation Technique for Adaptive Control Applications of Interior PM Synchronous Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 3, pp. 1438–1449, Mar. 2016.
- [16] K. Liu, Q. Zhang, J. Chen, Z. Q. Zhu, and J. Zhang, "Online Multiparameter Estimation of Nonsalient-Pole PM Synchronous Machines With Temperature Variation Tracking," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 5, pp. 1776–1788, May 2011.
- [17] T. Boileau, N. Leboeuf, B. Nahid-Mobarakeh, and F. Meibody-Tabar, "Online Identification of PMSM Parameters: Parameter Identifiability and Estimator Comparative Study," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 4, pp. 1944–1957, Jul. 2011.
- [18] K. Liu, Z. Q. Zhu, and D. A. Stone, "Parameter Estimation for Condition Monitoring of PMSM Stator Winding and Rotor Permanent Magnets," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5902–5913, Dec. 2013.

- [19] G. Feng, C. Lai, K. Mukherjee, and N. C. Kar, "Current Injection-Based Online Parameter and VSI Nonlinearity Estimation for PMSM Drives Using Current and Voltage DC Components," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 2, no. 2, pp. 119–128, Jun. 2016.
- [20] I. Jeong and K. Nam, "Analytic Expressions of Torque and Inductances via Polynomial Approximations of Flux Linkages," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 7, pp. 1–9, Jul. 2015.
- [21] H.-S. Kim, Y.-C. Kwon, S.-J. Chee, and S.-K. Sul, "Analysis and Compensation of Inverter Nonlinearity for Three-Level T-Type Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 6, pp. 4970–4980, Jun. 2017.
- [22] N. Bianchi and S. Bolognani, "Magnetic models of saturated interior permanent magnet motors based on finite element analysis," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, 1998, vol. 1, pp. 27–34.
- [23] S. Lee, Y.-S. Jeong, Y.-J. Kim, and S.-Y. Jung, "Novel Analysis and Design Methodology of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Newly Adopted Synthetic Flux Linkage," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 3806–3814, Sep. 2011.
- [24] K. Lee and J.-I. Ha, "Analytical approach for determining inductance matrix, harmonic voltage and torque ripple of slotted PM motors," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, pp. 1–7.
- [25] J. Lee, Y.-C. Kwon, and S.-K. Sul, "Experimental Identification of IPMSM Flux-Linkage Considering Spatial Harmonics for High-Accuracy Simulation of IPMSM Drives," in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018, pp. 5804–5809.
- [26] S. Li, D. Han, and B. Sarlioglu, "Modeling of Interior Permanent Magnet Machine Considering Saturation, Cross Coupling, Spatial Harmonics, and Temperature Effects," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 3, no. 3, pp. 682–693, Sep. 2017.
- [27] X. Chen, J. Wang, and A. Grippo, "A High-Fidelity and Computationally Efficient Electrothermally Coupled Model for Interior Permanent-Magnet Machines in Electric Vehicle Traction Applications," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 1, no. 4, pp. 336–347, Dec. 2015.
- [28] B.-H. Bae, N. Patal, S. Schulz, and S.-K. Sul, "New field weakening technique for high saliency interior permanent magnet motor," in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, 2003, vol. 2, pp. 898–905.
- [29] B. Cheng and T. R. Tesch, "Torque Feedforward Control Technique for Permanent-Magnet Synchronous Motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 969–974, Mar. 2010.
- [30] Y.-S. Kim and S.-K. Sul, "Torque Control Strategy of an IPMSM Considering the Flux Variation of the Permanent Magnet," in *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 2007, pp. 1301–1307.
- [31] S. Bolognani, R. Petrella, A. Prearo, and L. Sgarbossa, "Automatic Tracking of MTPA Trajectory in IPM Motor Drives Based on AC Current Injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 1, pp. 105–114, Jan. 2011.
- [32] S. Kim, Y.-D. Yoon, S.-K. Sul, and K. Ide, "Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of an IPM Machine Based on Signal Injection Considering Inductance Saturation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 488–497, Jan. 2013.
- [33] R. Antonello, M. Carraro, and M. Zigliotto, "Maximum-Torque-Per-Ampere Operation of Anisotropic Synchronous Permanent-Magnet Motors Based on Extremum Seeking Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 5086–5093, Sep. 2014.
- [34] N. Bedetti, S. Calligaro, C. Olsen, and R. Petrella, "Automatic MTPA Tracking in IPMSM Drives: Loop Dynamics, Design, and Auto-Tuning," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 5, pp. 4547–4558, Sep. 2017.
- [35] T. Sun, J. Wang, and X. Chen, "Maximum Torque Per Ampere (MTPA) Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives Based on Virtual Signal

- Injection,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 9, pp. 5036–5045, Sep. 2015.
- [36] T. Sun and J. Wang, “Extension of Virtual-Signal-Injection-Based MTPA Control for Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives Into the Field-Weakening Region,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6809–6817, Nov. 2015.
- [37] T. Sun, J. Wang, and M. Koc, “On Accuracy of Virtual Signal Injection based MTPA Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 9, pp. 7405–7408, Sep. 2017.
- [38] M. Preindl and S. Bolognani, “Optimal State Reference Computation with Constrained MTPA Criterion for PM Motor Drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 8, pp. 4524–4535, Aug. 2015.
- [39] J. Lee, K. Nam, S. Choi, and S. Kwon, “Loss-Minimizing Control of PMSM With the Use of Polynomial Approximations,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 4, pp. 1071–1082, Apr. 2009.
- [40] S.-Y. Jung, J. Hong, and K. Nam, “Current Minimizing Torque Control of the IPMSM Using Ferrari’s Method,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5603–5617, Dec. 2013.
- [41] I. Jeong, B.-G. Gu, J. Kim, K. Nam, and Y. Kim, “Inductance Estimation of Electrically Excited Synchronous Motor via Polynomial Approximations by Least Square Method,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 2, pp. 1526–1537, Mar. 2015.
- [42] K. D. Hoang and H. K. A. Aorith, “Online Control of IPMSM Drives for Traction Applications Considering Machine Parameter and Inverter Nonlinearities,” *IEEE Trans. Trans. Electri.*, vol. 1, no. 4, pp. 312–325, Dec. 2015.
- [43] A. Rabiei, T. Thiringer, M. Alatalo, and E. A. Grunditz, “Improved Maximum-Torque-Per-Ampere Algorithm Accounting for Core Saturation, Cross-Coupling Effect, and Temperature for a PMSM Intended for Vehicular Applications,” *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 2, no. 2, pp. 150–159, Jun. 2016.
- [44] Y.-S. Jeong, S.-K. Sul, S. Hiti, and K. M. Rahman, “Online Minimum-Copper-Loss Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine for Automotive Applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1222–1229, Sep. 2006.
- [45] Y.-S. Jeong and S.-K. Sul, “Adaptive Flux Observer with On-line Inductance Estimation of an IPMSM Considering Magnetic Saturation,” in *IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005.*, 2005, pp. 2467–2473.
- [46] W. Xu and R. D. Lorenz, “High-Frequency Injection-Based Stator Flux Linkage and Torque Estimation for DB-DTFC Implementation on IPMSMs Considering Cross-Saturation Effects,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 6, pp. 3805–3815, Nov. 2014.
- [47] J. Bonifacio and R. Kennel, “On considering saturation and cross-coupling effects for copper loss minimization on highly anisotropic synchronous machines,” in *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2016, pp. 1–6.
- [48] H. Lee, M. L. Woldeamayyat, and K. Nam, “Zero Torque Control for EV Coasting Considering Cross-Coupling Inductance,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 8, pp. 6096–6104, Aug. 2017.
- [49] H.-S. Kim, Y. Lee, S.-K. Sul, J. Yu, and J. Oh, “Online MTPA Control of IPMSM for Automotive Applications Based on Robust Numerical Optimization Technique,” in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2018, pp. 442–447.
- [50] A. Ranganathan, *The Levenberg-Marquardt Algorithm*. Atlanta, GA: College of Computing, Georgia Inst. Technol., 2004.
- [51] I. C. F. Ipsen, C. T. Kelley, and S. R. Pope, “Rank-Deficient Nonlinear Least Squares Problems and Subset Selection,” *SIAM J. Numer. Anal.*, vol. 49, no. 3, pp. 1244–1266, Jan. 2011.
- [52] K. Madsen, H. B. Nielsen, and O. Tingleff, *Methods for Non-Linear Least Squares Problems*, 2nd ed. Lyngby, Denmark: IMM, Tech. Univ., 2004.
- [53] J. Lemmens, P. Vanassche, and J. Driesen, “Optimal Control of Traction Motor Drives Under Electrothermal Constraints,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 2,

- no. 2, pp. 249–263, Jun. 2014.
- [54] R. Zhao, Z. Xin, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, “A Novel Flux Estimator Based on Multiple Second-Order Generalized Integrators and Frequency-Locked Loop for Induction Motor Drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 8, pp. 6286–6296, Aug. 2017.
 - [55] M. Shin, D. Hyun, S. Cho, and S. Choe, “An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 2, pp. 312–318, Mar. 2000.
 - [56] M. Hinkkanen and J. Luomi, “Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 4, pp. 818–820, Aug. 2003.
 - [57] B. K. Bose and N. R. Patel, “A programmable cascaded low-pass filter-based flux synthesis for a stator flux-oriented vector-controlled induction motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 1, pp. 140–143, Feb. 1997.
 - [58] Y. Park and S.-K. Sul, “Sensorless Control Method for PMSM Based on Frequency-Adaptive Disturbance Observer,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 2, no. 2, pp. 143–151, Jun. 2014.
 - [59] Z. Xin, R. Zhao, F. Blaabjerg, L. Zhang, and P. C. Loh, “An Improved Flux Observer for Field-Oriented Control of Induction Motors Based on Dual Second-Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, no. 1, pp. 513–525, Mar. 2017.
 - [60] Y.-S. Jeong and J.-Y. Lee, “Adaptive flux observer with on-line inductance estimation of an interior PM synchronous machine considering magnetic saturation,” *J. Power Electron.*, vol. 9, no. 2, pp. 188–197, Mar. 2009.
 - [61] A. Yoo and S.-K. Sul, “Design of flux observer robust to interior permanent-magnet synchronous motor flux variation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 5, pp. 1670–1677, Sep. 2009.
 - [62] W. Xu and R. D. Lorenz, “Reduced parameter sensitivity stator flux linkage observer in deadbeat-direct torque and flux control for IPMSMs,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2626–2636, Jul. 2014.
 - [63] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, “A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 1, pp. 101–110, Jan. 1993.
 - [64] J.-H. Kim, J.-W. Choi, and S.-K. Sul, “Novel rotor-flux observer using observer characteristic function in complex vector space for field-oriented induction motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 5, pp. 1334–1343, Sep. 2002.
 - [65] J. S. Lee, C. H. Choi, J. K. Seok, and R. D. Lorenz, “Deadbeat-direct torque and flux control of interior permanent magnet synchronous machines with discrete time stator current and stator flux linkage observer,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 4, pp. 1749–1758, Jul. 2011.
 - [66] W. Xu and R. D. Lorenz, “Low-Sampling-Frequency Stator Flux Linkage Observer for Interior Permanent-Magnet Synchronous Machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 5, pp. 3932–3942, Sep. 2015.
 - [67] M. Koc, J. Wang, and T. Sun, “An Inverter Nonlinearity-Independent Flux Observer for Direct Torque-Controlled High-Performance Interior Permanent Magnet Brushless AC Drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 1, pp. 490–502, Jan. 2017.
 - [68] H.-S. Kim, S.-K. Sul, H. Yoo, and J. Oh, “Distortion-Minimizing Flux Observer for IPMSM Based on Frequency-Adaptive Observers,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018, pp. 5797–5803.
 - [69] Y. Park, H.-S. Kim, and S.-K. Sul, “Frequency-Adaptive Observer to Extract AC-Coupled Signals for Grid Synchronization,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 1, pp. 273–282, Jan. 2017.
 - [70] F. B. del Blanco, M. W. Degner, and R. D. Lorenz, “Dynamic analysis of current regulators for AC motors using complex vectors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 6, pp. 1424–1432, 1999.

- [71] F. Briz, M. W. Degner, and R. D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 3, pp. 817–825, 2000.
- [72] B.-H. Bae and S.-K. Sul, "A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of pwm ac drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 802–810, May 2003.
- [73] D. Hu, Y. M. Alsmadi, and L. Xu, "High-Fidelity Nonlinear IPM Modeling Based on Measured Stator Winding Flux Linkage," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3012–3019, Jul. 2015.
- [74] S.-K. Sul, Y.-C. Kwon, and Y. Lee, "Sensorless Control of IPMSM for Last 10 Years and Next 5 Years," *CES Trans. Electr. Mach. Syst.*, vol. 1, no. 2, pp. 91–99, Jun. 2017.
- [75] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 2, pp. 240–247, 1995.
- [76] M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in AC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 1097–1104, 1998.
- [77] D. Giaouris, J. W. Finch, and G. El-Murr, "Online cross-coupling and self incremental inductances determination of salient permanent magnet synchronous machines," in *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, 2010, no. 2, pp. 224–224.
- [78] M. J. Corley and R. D. Lorenz, "Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 4, pp. 784–789, 1998.
- [79] J.-H. Jang, J.-I. Ha, M. Ohto, K. Ide, and S.-K. Sul, "Analysis of Permanent-Magnet Machine for Sensorless Control Based on High-Frequency Signal Injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 6, pp. 1595–1604, Nov. 2004.
- [80] 윤영두, "구형과 전압 주입을 이용한 교류 전동기의 센서리스 제어에 관한 연구," 박사학위논문, 서울대학교, 2010.
- [81] S. Kim, J.-I. Ha, and S.-K. Sul, "PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 5, pp. 1576–1587, Sep. 2012.
- [82] 김동욱, "고주파 전류 맥동 크기 제어를 통한 신호 주입 센서리스 방법의 주입 전압 왜곡 억제," 석사학위논문, 서울대학교, 2014.
- [83] Y.-C. Kwon and S.-K. Sul, "Reduction of Injection Voltage in Signal Injection Sensorless Drives Using a Capacitor-Integrated Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 8, pp. 6261–6274, 2017.
- [84] S. Kim and S.-K. Sul, "High Performance Position Sensorless Control Using Rotating Voltage Signal Injection in IPMSM," in *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, pp. 1–10.
- [85] N. Limsuwan *et al.*, "Secondary Resistive Losses With High-Frequency Injection-Based Self-Sensing in IPM Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 4, pp. 1499–1507, Jul. 2013.
- [86] J. Cordier, P. Landsmann, and R. Kennel, "The influence of magnetic hysteresis on HF injection based inductance calculation," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 638–645.
- [87] S. Kuehl and R. M. Kennel, "Measuring Magnetic Characteristics of Synchronous Machines by Applying Position Estimation Techniques," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 6, pp. 3816–3824, Nov. 2014.

Abstract

For IPMSM drives, accurate torque control and loss-minimizing operation are important issues to maintain the excellent features such as high efficiency and wide speed operating range. Thus, a current magnitude should be minimized while maintaining a torque accuracy under the base speed, i.e., in a maximum torque per ampere (MTPA) region. On the other hand, a current angle as well as the current magnitude should be adjusted above the base speed due to the limit of a dc-link voltage, i.e., in a flux-weakening region. For efficient operations, current references should be carefully decided by considering current and voltage constraints. However, it is difficult to find optimal current references due to the influence of magnetic saturation, cross-coupling effects and their variation according to operating conditions.

In this thesis, an online minimum-copper-loss torque control is proposed to satisfy both a torque accuracy and high-efficiency operation in consideration of flux linkage variations due to magnetic saturation. Firstly, the minimum-copper-loss torque control can be dealt as a constrained optimization problem to satisfy both torque reference tracking and loss-minimizing operation. Nonlinear simultaneous equations can be derived from Lagrange multiplier method, which could be solved by numerical algorithms. Among them, Levenberg-Marquardt algorithm is employed as the numerical algorithm to guarantee a robust calculation of current references in a command optimizer. It can be optimized to alleviate calculation burden while maintaining the stability of the proposed algorithm. In addition, a torque reference limiter is implemented to satisfy the current and voltage constraints in real time.

Stator flux linkages and dynamic inductances should be estimated to calculate the current references in the command optimizer. However, not only a dc offset but also low-order harmonics are contained in the estimated flux linkages due to various reasons. Thus, a distortion-minimizing flux observer is proposed to suppress the dc offset and harmonic flux errors by adopting frequency-adaptive observers. A proposed frequency-adaptive flux observer is appropriate to extract the fundamental flux linkages while keeping a simple structure even if a rotating speed of IPMSM varies. The fundamental flux linkages could be estimated quickly by the proposed current- and voltage- model based flux observer, which is implemented with not only

the frequency-adaptive flux observer but also harmonic extractors.

In addition, a dynamic inductance estimator is proposed to estimate the dynamic inductances by using a high-frequency signal injection method. The self- and mutual- inductance informations can be derived from a high-frequency current response in case of a rotating vector voltage injection method. Thus, the voltage injection and corresponding signal processing method are derived based on the high-frequency impedance modeling, where the effects of cross-coupling terms are included. As a result, the proposed estimator with sine-wave or square-wave injection method improves the precision of estimated dynamic inductances in high speed operations.

The feasibility of the proposed methods has been verified under various operating conditions by simulation and experimental results. Through the proposed command optimizer, the copper-loss minimizing torque control has been achieved under not only unsaturated but also highly-saturated operating conditions. In case of the tested IPMSM, the robust calculation of current references could be guaranteed even when the torque reference is over 80 % of a peak torque by applying the proposed Levenberg-Marquardt algorithm unlike the conventional Gauss-Newton algorithm. Furthermore, the proposed fundamental flux observer and dynamic inductance estimator have maintained high dynamic performance over a wide operating range. In case of the tested IPMSM, the fundamental stator flux linkages and dynamic inductances could be estimated even under 10 pu/s torque reference variation and 3.75 pu/s load speed variation.

Keywords: IPMSM, minimum-copper-loss operation, torque control, numerical algorithm, flux linkage variations, command optimizer, flux observer, dynamic inductance estimator

Student Number: 2013-20781